64ch光電子増倍管とアレイ型フォトダイオードを用いたガンマ線検出器のノイズ特性

青井 敏浩
広島大学理学部物理科学科
u1279002B
高エネルギー宇宙・素粒子実験研究室

2004年2月10日

概 要

天体現象の解明において、X 線・ガンマ線領域での天文観測は非常に重要な手段の一つである。

近年、位置検出型光電子増倍管は従来のものと比べ随時小型化がなされ、その位置決定精度も向上しており、検出器としての有用性が高まっている。この小型位置検出型 PMT とシンチレータを組み合わせることにより、小型で軽量なガンマ線検出器を作成することが可能である。本研究の目的は、この位置検出型 PMT とシンチレータ組み合わせにさらに、アレイ型フォトダイオードを組み合わせ、MeV 領域のガンマ線に感度をコンプトンカメラの可能性を探ることである。

使用した位置検出型光電子増倍管は、浜松ホトニクス社製の H7546 である。この光電子増倍管は、メタルチャンネルダイノードを持ち、8 × 8 の計 64 個のピクセル状に並んだアノード (信号出力電極) を持った非常にコンパクトなものである。また、アレイ型フォトダイオードは浜松ホトニクス社製の シリコン PIN フォトダイオード (SPL PD type B) を使用した。本研究では、この 64ch 光電子増倍管のアノード 64ch とダイノード 1ch、アレイ型フォトダイオードの 4 素子分を同時に読み出すためのシステムを構築することを目指した。このシステムの構築のために、ナショナルインスツルメンツ社の DAQdevice である PCI-6071E と PCI-6024E、LabVIEW ソフトウェアを使用した。今回、DAQdevice と LabVIEW ソフトウェアを用いて、64ch 光電子増倍管とアレイ型フォトダイオードの信号を同時に読み出すことが可能であることを確認し、実際にコンプトン散乱を利用したイメージングを行った。また、64ch 光電子増倍管とアレイ型フォトダイオードについてのノイズ特性、プリアンプの特性などの研究も行った。

目 次

表目次

図 目 次

第1章　序論

1.1　X線・ガンマ線天文学

X 線・ガンマ線は地球大気により吸収されてしまい地表には届かないため、観測は大気圏外で行わなければならない。そのためロケットや気球による観測が行われていた。70 年代になるとそれらに代わり人工衛星による観測が主となり、長時間の観測が可能となった。UHURU(1970)、Einstein(1978) による X 線観測や OSO-3(1972)、SAS-2(1973)、COS-B(1975) などによるガンマ線観測により、本格的に宇宙 X 線・ガンマ線の研究が行われるようになった。図 1.1 に観測天体の増加次期の様子を示す。

コンプトン衛星 (1991) の登場により、ガンマ線天文学の状況は大きく変わった。コンプトン衛星には総重量 2 トンに達する超大型ガンマ線検出器が搭載されており、多くの天体からガンマ線が放射されていることが確認された。この結果、宇宙にはいたるところに粒子が加速される場所があることが分かってきた。このような加速現場の多くが、超新星爆発や中性子星、ブラックホールなどが関わった天体に見られることも重要な発見であった。このような高エネルギー天体では、想像を絶するほどの強重力場、強磁場が存在する。そこから発生したガンマ線を観測すれば、地上実験では実現不可能な物理状況での物理現象を研究することができる。

数多くの業績を残したコンプトン衛星も 2000 年にその役目を終え、次に期待されるのは、2006 年打ち上げ予定の GLAST(Gamma-ray Large Area Space Telescope) である。GLAST は、入射ガンマ線の到来方向とエネルギーを同時に決定することができる電子陽電子対生成型ガンマ線検出器を搭載し、数分角の空間分解能でのガンマ線撮像性能と全天の約 20%を一度にカバーする広視野観測を実現することができる。すべての性能がいままでの観測衛星より優れているので、観測される高エネルギー天体の数が飛躍的に増えることが期待される。また、日本でも X 線天文衛星である Astro-E2 が 2005 年に打ち上げ予定である。Astro-E2 には X 線望遠鏡 (XRT) や高分解能 X 線分光器 (XRS) などが搭載されるが、その中の一つである硬 X 線検出器 (HXD-Ⅱ) は、高エネルギー天体の観測を目的としている。

1.2　本研究の背景

GLAST で 20MeV〜300GeV、HXD2 で 10keV〜700keV のエネルギー領域をカバーして感度の良い観測が期待されるが、広視野撮像型の全天モニター計画において 100keV〜1MeV のエネルギー領域が感度の悪いエネルギーギャップになりつつある。そこでこのエネルギー領域の観測を目的とした検出器として、GLAST にも使用されているシリコンストリップと、位置検出型センサーを組み合わせたガンマ線多重コンプトンカメラの開発が盛んに行われている。

多重コンプトンカメラは次世代型高エネルギー観測器であり、偏光計の可能性も同時に持っている。偏光観測は 20 年以上にわたり観測成果が得られていない。偏光測定により、

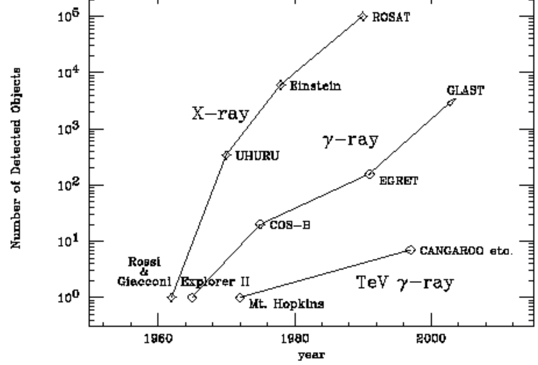


図 1.1: 波長別観測天体数の増加

ブラックホール近傍の降着円盤の構造、もしくは活動銀河核の中心の物質分布などの有益な情報を得ることができると考えられている。

1.3　本研究の目的

近年、位置検出型光電子増倍管はメタルパッケージ化により小型化されており、GSO や BGO といった高阻止のシンチレータを組み合わせれば、有効なガンマ線用位置検出器になりうる。小型であるので、検出器全体のデザインに自由性が増え、Anti シールドで囲みやすく、低バックグラウンドが容易である。また、位置情報やマルチアノードの波高分布によって、さらにバックグラウンドを減らせる可能性がある。

そこで今回行う研究の目的は、散乱体に半導体を用い、吸収体にシンチレータと位置検出型光電子増倍管を用いることで、MeV 領域のガンマ線に感度を持つコンプトンカメラの可能性を探ることである。

本論文では、半導体として簡単に読み出せる 3 × 3 フォトダイオードアレイを用いた。まず、使用した 64ch 光電子増倍管、アレイ型フォトダイオード、プリアンプなどの基礎特性の調査して、コンプトンカメラの構成パーツとしての可能性を調べた。さらに 64ch 光電子増倍管のアノード 64ch とダイノード 1ch、アレイ型フォトダイオードの 4 素子分を同時に読み出すためのシステムを構築し、実際にコンプトンイメージングを行った。

第2章　ガンマ線検出器

2.1　シンチレータ

シンチレータは、放射線と相互作用をすることで、その放射線が失ったエネルギーに比例した数の光子を放出する。この発光現象をシンチレーション、放出された光をシンチレーション光と呼ぶ。このシンチレーション光を利用したのが、シチレーション検出器である。ガンマ線の場合、代表的なシンチレータとの相互作用としては、光電効果、コンプトン散乱、電子対生成などがある。シンチレータには、その化学的組成から無機シンチレータと有機シンチレータに分類することができる。代表的シンチレータの特性を表 2.1 に示す。

	NaI	CsI	BGO	GSO	YAP
蛍光時間 (ns)	230	1000	300	60	30
密度 (g・cm^{-3})	3.67	4.51	7.13	6.71	5.52
蛍光出力 (NaI を 100 とする)	100	47	12	20	40
発光ピーク波長 (nm)	410	565	430	480	347
組成式	NaI	CsI	$Bi_4Ge_3O_{12}$	Gd_2SiO_4	$YAlO_3$
ガンマ線 100keV での平均自由行程 (cm)	0.226	0.147	0.045	0.084	0.687

表 2.1: シンチレータと特性

無機シンチレータは、無機結晶中に非常に微量の不純物を混入させ発光中心を作っている。有機シンチレータに比べ、密度が高く、原子番号の大きな元素からなるので、シンチレータ中でのエネルギー損失が大きい。発光量も大きくなるので、よい分解能を持つ。このような特性により、ガンマ線やアルファ線、電子・陽電子の測定に適している。最近では、従来主流の NaI や CsI に比べて、さらに原子番号が大きく検出効率が高い BGO、GSO が使われるようになってきている。

有機シンチレータにはプラスチックシンチレータ、液体シンチレータなどがある。無機シンチレータに比べ 100 倍前後の速い減衰時間を持ち、かつ光量が多い。有機シンチレータは水素原子主体で原子番号が小さい。そのため阻止能が低く、主に荷電粒子の測定に使われている。

2.2　光電子増倍管

光電子増倍管 (photo multiplier tube: PMT) は、通常数 100 個以下からなる微弱な光信号を、電子回路で十分活用できるレベルの電流パルスに変換する検出器である。

PMT は、図 2.1 に示されているように入口に光電陰極、内側に数個のダイノードを取り付け真空排気したガラス管である。シンチレータなどからの光は、まず光電陰極で光電

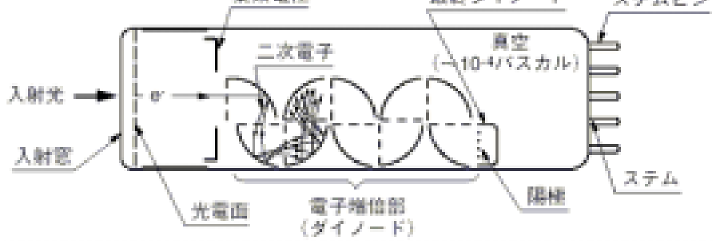


図 2.1: 典型的な PMT の構造

効果により光電子に変換される。この時の量子効率は、通常 5〜20%である。発生した光電子は強い電場により加速され、2 次ダイノードをたたく。この時、ダイノードにより多数の電子が放出される。さらに、ここで放出された電子は次のダイノードをたたき、さらに多くの電子を生成する。この繰り返しにより、1 個の光子から 10^{4-7} 個の電子が生成され、電流として観測される。

PMT の優れている点は、入射光量に対する出力信号の比例性が良い点、内部利得が十分に大きいため微弱な信号でも検出出来る点、時間分解能がよい点などである。

2.2.1 位置検出型光電子増倍管

前節であげたような一般的 PMT(ボックス型) で、入射する光子に対して一つの信号出力しかない。一方、位置検出型 PMT は格子状または直線状に複数のアノードを持ち、複数の信号を出力できる。また、コンパクト化にも有利である。

位置検出型 PMT は複数のアノードを持つことの他に、電子の増倍を行なうダイノードの構造に特徴がある。その主な構造にはサーキュラケージ型、ボックス型、メッシュ型 (図 2.2)、メタルチャンネル型 (図 2.3) などがある。メッシュ型ダイノードは、微細なメッシュ状の細線で形成されたダイノードを積み重ねた構造をしていおり、線形性に優れ、磁界の影響を受けにくい。メタルチャンネル型ダイノードは、従来のダイノードに比べてダイノード間が短く、高速応答を実現している。また、読み出しチャンネルを多チャンネル化しやすいため、位置検出型 PMT に適している。

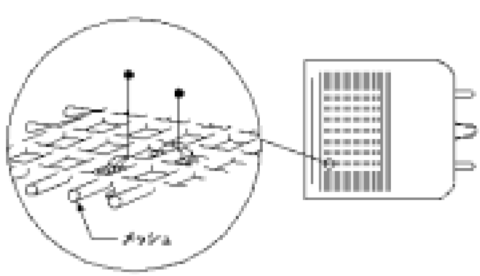


図 2.2: メッシュ型 PMT の構造

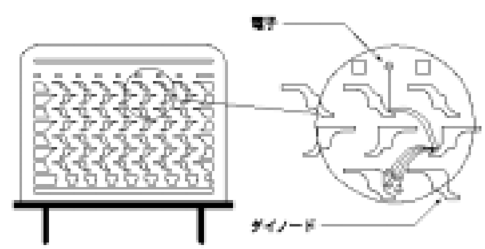


図 2.3: メタルチャンネル型 PMT の構造

2.5 半導体検出器

半導体検出器とは、一般的にフォトダイオード (photodiode: PD) のことを指す。図 2.4、2.5 に示されているように、p 型半導体と n 型半導体を pn 接合したもので、低エネルギーの荷電粒子、X 線、ガンマ線の測定によく用いられる。

半導体検出器がシンチレーション検出器と大きく異なる点は、ガンマ線が直接電気信号に変換されるという点である。半導体検出器に入射したガンマ線は、半導体を構成する原子と光電効果やコンプトン散乱などの相互作用をする。その時、発生する光電子や反跳電子の運動エネルギーの付与によって、キャリアと呼ばれる電子と正孔が発生する。素子に逆バイアス電圧を印加すると、高抵抗の絶縁層である空乏層が生じ、その中をキャリアは正負の電極へ移動する。正の電圧が印加された電極には電子が、負の電圧が印加された電極には正孔が移動する。その結果全体として電流が生じることになる。このように半導体検出器では直接ガンマ線のエネルギーが電気信号に変換される。また、一対キャリアを発生するために必要なエネルギーが 4〜5eV と小さいため、良いエネルギー分解能を得ることができる。

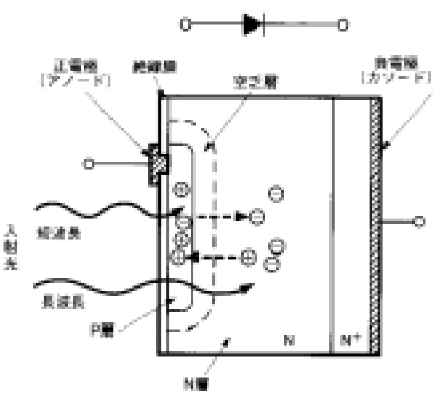


図 2.4: 典型的な半導体検出器の構造

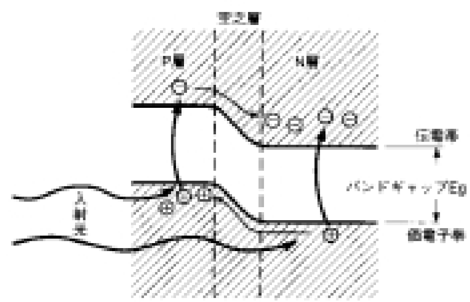


図 2.5: pn 接合面の状態

本研究で使われている半導体検出器は、高速応答性を重視した PIN 型シリコンフォトダイオード (PD) である (図 2.6)。この PD には、pn 結合の中間に空乏層のかわりをする真性半導体の i 型領域が挟みこんである。必ず逆バイアス電圧を加えて使用する。加えた逆バイアス電圧はほとんど i 型領域に加わるため、障壁容量を無視することができ、高速応答を妨げる端子間容量を非常に小さくすることができる。

高速応答性を重視した他の PD として、アバランシェ・フォトダイオード (図 2.7) がある。pn 接合に大きな逆バイアスを印加し、強い電界を生じさせる。キャリアはこの電界により加速され、衝突により二次キャリアを発生するという過程を次々と繰り返す (アバランシェ効果)。このような自己増幅作用により、出力電流を数十倍まで増幅し、端子間容量を等価的に下げることができる。

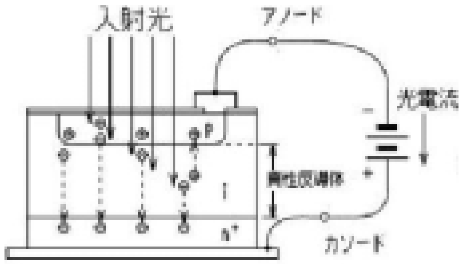


図 2.6: PIN-PD の構造

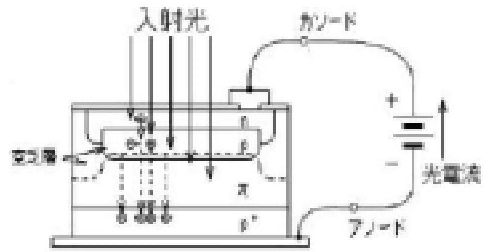


図 2.7: A-PD の構造

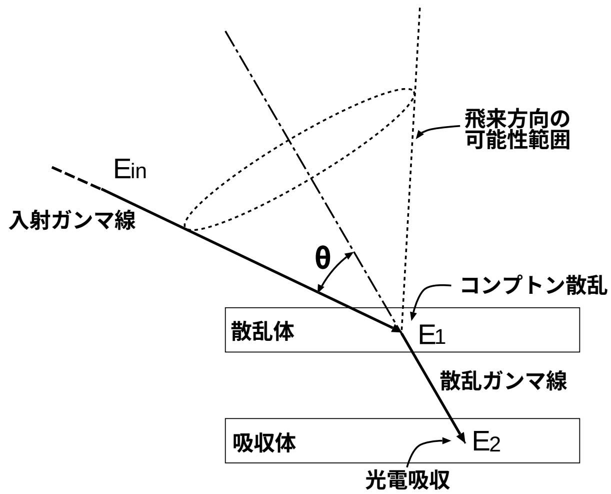


図 2.8: コンプトンカメラの原理

2.4　コンプトンカメラ

コンプトンカメラは、基本的に二段階の光子計測によって一個の単光子の計数が行なわれる。一段階目の検出器には半導体検出器が用いられ、この検出器内でコンプトン散乱した光子の位置および落したエネルギーが測定される。二段階目の検出器では散乱した光子を光電吸収などをさせて、すべてのエネルギーを付与させる。このカメラでは、それぞれの検出器で記録されたエネルギーの和がガンマ線の初期エネルギーとなる。また、光子の飛来方向は一段階目、二段階目の検出器における光子の計測位置を結んだ直線に対して、コンプトン散乱角を有する円錐領域となる (図 2.8)。このコンプトン散乱角は一段階目の検出器で記録されたエネルギーから求めることができる。

入射ガンマ線のエネルギーを E_{in} とする。散乱体でのコンプトン散乱によるエネルギー損失を E_1、吸収体での光電吸収されたエネルギーを E_2 とする。この時、$E_{in} = E_1 + E_2$ が成り立つ。コンプトン散乱の運動学より散乱角 θ は、

$$\cos\theta = 1 + \frac{m_e c^2}{E_1 + E_2} - \frac{m_e c^2}{E_2}$$

と表すことができる。これにより、入射ガンマ線光子の到来方向を頂点 θ を持つ円錐面上に制限することができる。

最近研究されているガンマ線コンプトンカメラは、多層半導体コンプトンカメラであり、シリコンストリップ検出器を複数積み重ねたものが多く提案されている。複数のイベントについて、それぞれの円錐領域の交点を求めることにより、より正確な到来方向を決定することができる (図 2.9)。しかし、数万から数十万という多量の独立した信号の読み

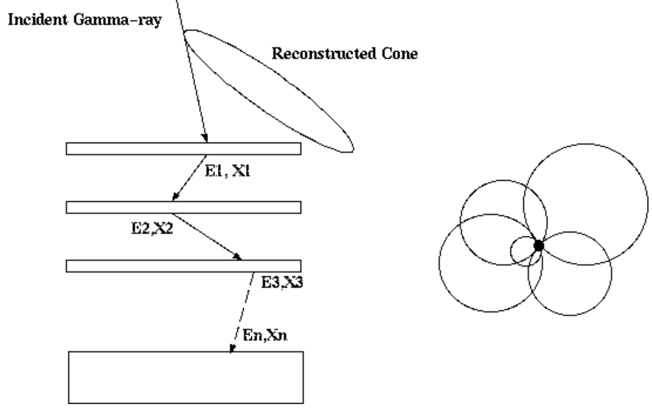


図 2.9: 多重コンプトンカメラの原理

だしとその処理が必要となるため、まだ実現には至っていない。しかし近年、実現に向けた基礎実験が盛んに行われており、数年内に実現することが期待される。

第3章　64chPMTとアレイ型PDを用いた読み出しシステムの構築

64chPMT のアノード 64ch とダイノード 1ch、及びアレイ型 PD の 4 素子分を読み出すためのシステムは、ナショナルインスツルメンツ社より供給されている LabVIEW ソフトウェアと DAQ デバイスにより作成する。

3.1　全体の概要

システムの全体の概要を図 3.1 に示す。本研究ではアレイ型 PD にガンマ線を当て、散乱ガンマ線を 64chPMT で観測することを目的としている。したがって、PD 側と PMT 側でほぼ同時に発生した信号が意味を持つ。そのため、それぞれの discri 信号のコインシデンスをとったものをトリガ信号とする。その信号を PD 側のデバイス (PCI-6024E) へ送り、そこから PMT 側のデバイス (PCI-6071E) へ送られる。そのトリガ信号を取得したときのみ、データ集録が開始される。

3.2　64chPMT:H7546

本研究で使用した 64chPMT は、浜松ホトニクス社製の位置検出型 PMT、Multianode Photomultiplier Tube Assembly H7546 である。その構造を図 3.2 に、諸元及び特性を表 3.1、3.2 に示す。この PMT はピクセル状に信号出力電極であるアノードが、8 × 8 の計 64 個並んでいるのが特徴である。電子増幅部にメタルチャンネルダイノードを使用し、非常にコンパクトなものになっている。また、メタルチャンネルダイノードはダイノード間が短く高速応答が可能であり、位置検出型 PMT に適している構造である。

図 3.3 に 64chPMT のブリーダ回路を示す。ブリーダ回路とは、PMT に電極間電圧を印加するための、抵抗を直列につないだ電圧分割回路である。入射光量と平均陽極電流との関係は、ある電流値以上になると理想的な直線状態から逸脱する。これは、入射光量を大

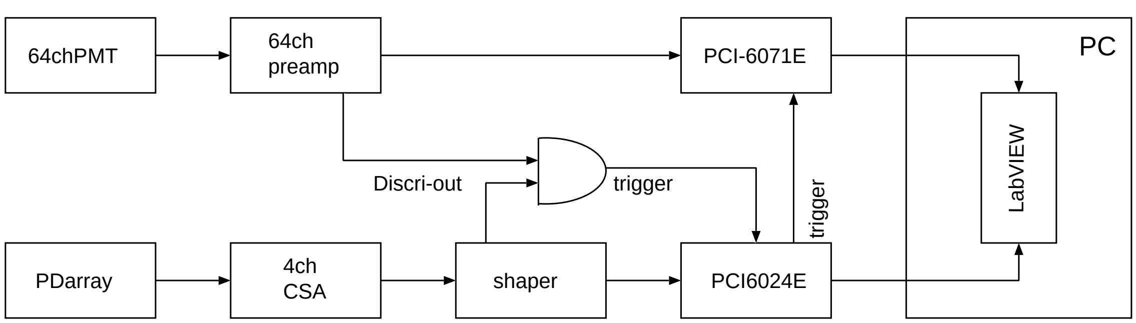


図 3.1: データ集録の全体の流れ

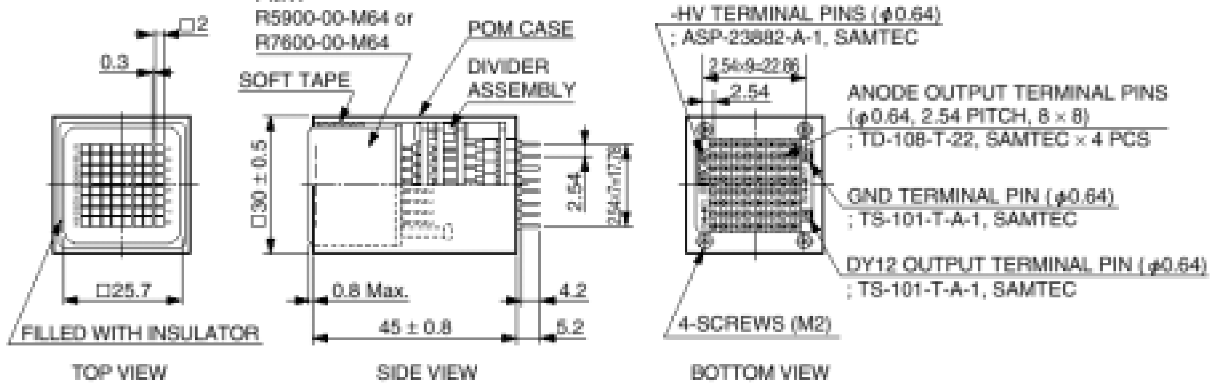


図 3.2: 64chPMT(H7546) の基本構造

Parameter		Description/Value	Unit
Spectral Response		300 to 650	nm
Wavelength of Maximum Response		420	nm
Photocathode	Material	Bialkali	-
	Minimum Effective Area	18.1 × 18.1	mm^2
Window Material		Borosilicate	-
Dynode	Structure	Metal Channel Dynode	-
	Number of Stages	12	-
Anode Size		2 × 2	mm^2
Weight		～65	g

表 3.1: 64chPMT の諸元

きくしていくと信号電流により後段の段間電圧が低下し、その低下分が他電極間に分配される形となり、感度が見かけ上大きくなるためである。この理想的関係を保つためには、電圧分圧回路を流れる電流を平均陽極電流の数十倍にする必要がある。また、高いパルス出力を必要とする場合、段間電圧を固定したまま光入力を増加させると、ある値で出力が飽和する。これは電極間の電子密度が増大し、空間電荷の影響があらわれ電子流が妨げられるためである。これを防ぐためには、電子密度が高くなる最終の 2～4 段の電圧を標準電圧配分より高くなるように設定する必要がある。本研究では、浜松ホトニクスが提供するブリーダ回路を用いた。表 3.3 に、64chPMT のブリーダ回路の段間電圧の分布割合を示す。

3.3 64chPMT 用プリアンプ

64chPMT 用プリアンプには、64 個のプリアンプが入っている。OP アンプには LM6144(National Semiconductor) を使用している。本来はプリアンプ出力信号を DAQ デバイスの処理時間を考慮してピークホールドしたほうがよいが、64 個のピークホールド用の回路を組み込むのは困難であるため、時定数を十分に長くすることで時間経過に伴う波高値の減少の影響を少なくしている。

64chPMT 用のトリガ信号は、ダイノードの信号を加工することで生成する。LabVIEW

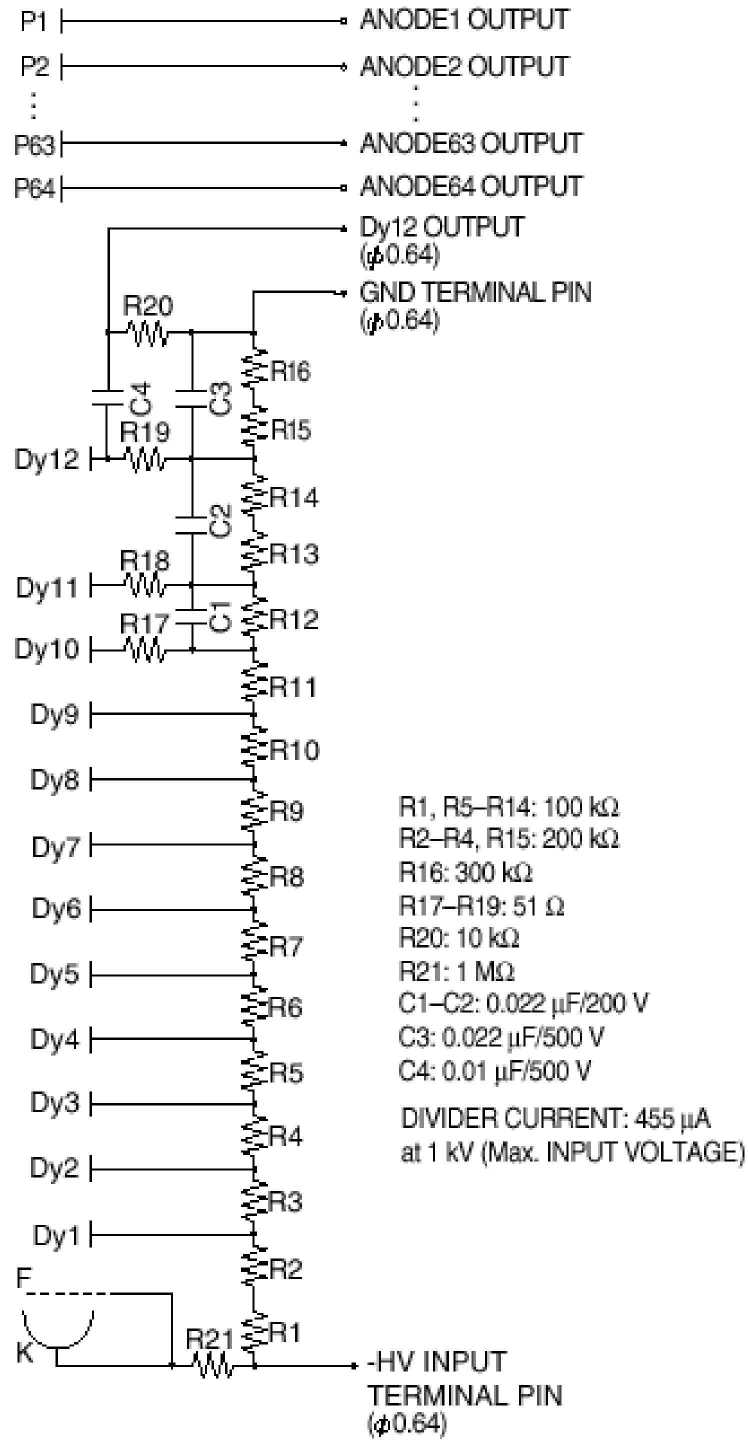


図 3.3: 64chPMT(H7546) のブリーダ回路

Parameter		Value(Typ.)	Unit
Cathode Sensitivity	Luminous(2856K)	70	μA/lm
	Blue(CS 5-58 filter)	8	μA/lm-b
Quantum Efficiency at 390nm		20	%
Anode Sensitivity	Luminous(2856K)	21	A/lm
Gain		3.0×10^5	-
Anode Dark Current per Channel(after 30min. storage in darkness)		0.2	nA
Time Response	Anode Pulse Rise Time	1.5	ns
(per Channel)	Transit Time Spread(FWHM)	0.3	ns
Pulse Linearity per Channel(±5 % Deviation)		0.6	mA
Cross-talk(with 1mm Optical Fiber)		2	%
Uniformity Among All Anodes		1:3	-

表 3.2: 64chPMT の特性（25 ℃の時）

Electrodes	K⋯Dy1	Dy1⋯Dy2	Dy2⋯Dy3	Dy3⋯Dy4	Dy4⋯Dy5
Ratio	3	2	2	1	1
	Dy5〜Dy9	Dy9⋯Dy10	Dy10⋯Dy11	Dy11⋯Dy12	Dy12⋯P
	1	1	1	2	5

表 3.3: 64chPMT の段間電圧の分布割合

は、ある一定のアナログ信号を出力することができる。一定のマイナス電圧信号を DAQ out ピンより出力し、この信号を Threshold にして、64chPMT のダイノード信号に Discri をかけ、Discri 信号を生成する。この信号はマイナスの信号であるため、Converter を使用し反転させプラスの信号とし、64chPMT のトリガ信号とする。

3.4 アレイ型PD:SPL PD typeB

使用したアレイ型 PD は、浜松ホトニクス社製のシリコン PIN フォトダイオード SPL PD typeB であり、5mm 四方の受光面を 3 × 3 のアレイ状に並べたものである (図 3.4)。厚さが 300 μ m と通常の PD よりも厚くしているため、端子間容量が 10pF 程度と小さいものになっている。

3.5 4CH低雑音前置増幅器:5005HとShapingアンプ

アレイ型 PD の 4 素子分の信号は、プリアンプにより増幅する。使用したプリアンプは、クリアパルス社の 4CH 低雑音前置増幅器:5005H である。このプリアンプは、常温半導体検出用として製作されたもので、検出器容量が 100pF 以下の検出器用に設計されたハイブリット IC を電荷有感増幅器に使用している。基本構造は図 3.5 に示すように大別して三つの部分に分かれている。

第一部は、検出器において生じ、カップリングコンデンサ Cc を介して入力された電荷を電圧パルスに変換する電荷有感増幅部である。この部分はプリアンプの雑音特性等、ほ

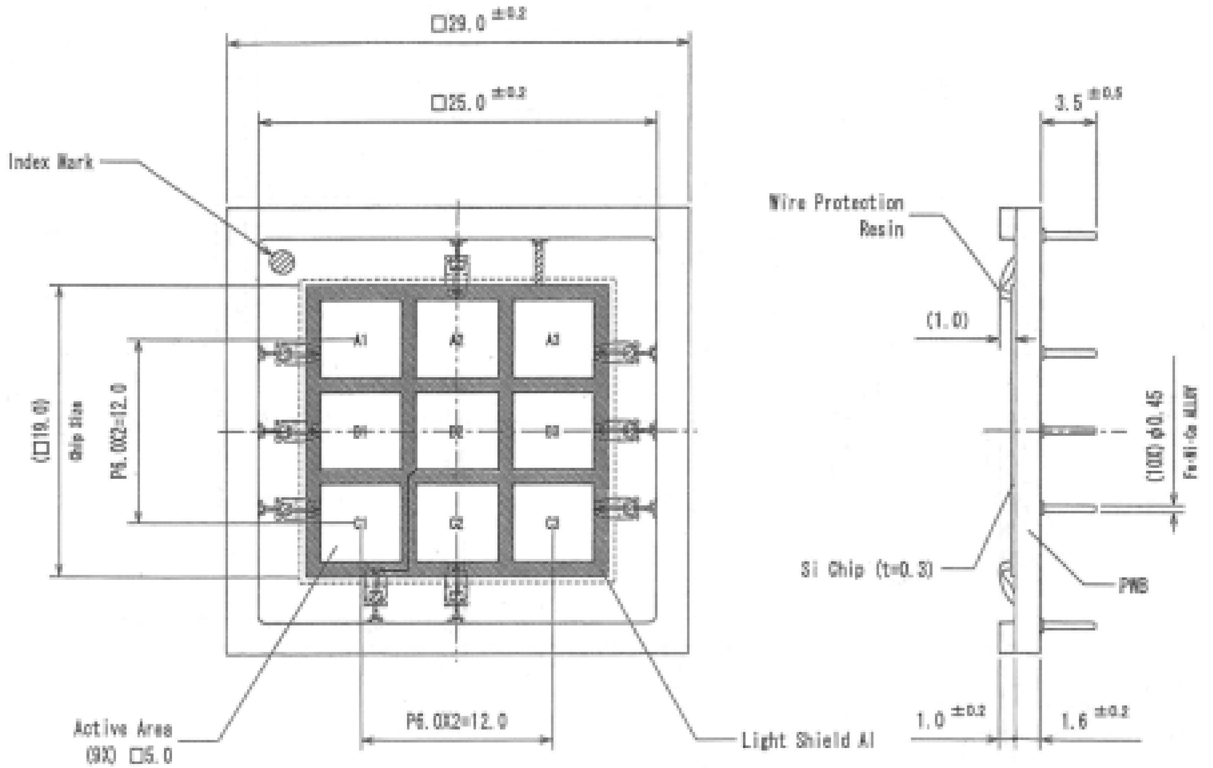


図 3.4: アレイ型 PD (SPL PD typeB) の図面

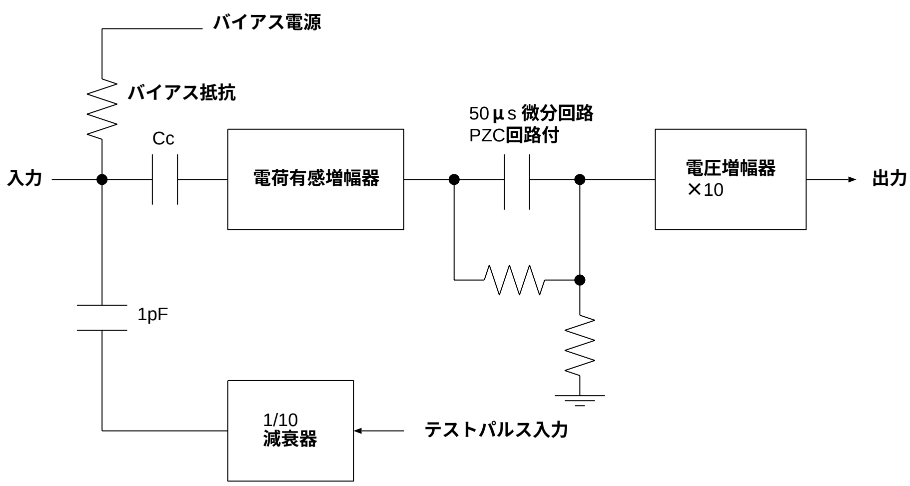


図 3.5: 4ch プリアンプ (5005H) の基本構成

す目的で挿入される微分回路で、計数率が高いときに効力を発揮する。また、微分回路の挿入により生じる信号のアンダーショートを補正するPZC回路が組み込まれている。第三部は50 Ωのケーブル駆動力を持つ電圧増幅部である。テストパルス入力には各系統毎に独立した1/10の減衰回路が挿入されており、1pFのテストパルス注入コンデンサを介してチャンネル間の影響を避けている。また、チャンネル毎に10M Ωの抵抗と6800pFのコンデンサで構成されたフィルタ回路が組み込まれている。

Shapingアンプは、Astro-E2衛星登載のHXD半導体検出器用回路のテスト基板を使用している。時定数は2 μ sである。

3.6 LabVIEWソフトウェア

3.6.1 LabVIEWとは

LabVIEWとは、Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench (ラボラトリ仮想計測器エンジニアリングワークベンチ) を略したもので、グラフィカルプログラミング言語「G」をベースにした計測制御用プログラム開発環境である。LabVIEWはブロックダイアグラム形式でプログラムを作成することができるので、他のテキストベースの開発環境に比べ、プログラムを短期間で作成することができる。また、ＬａｂＶＩＥWは柔軟性に優れた強力なプログラミング言語であり、テストや計測、データ集録や制御、科学的調査、プロセス監視、工場の自動化などに使用されている。

LabVIEWで作成する仮想計測器 (Virtual Instruments: VI) には、図3.6、図3.7にあるように「フロントパネル」と「ブロックダイアグラム」がある。フロントパネルには、スイッチやノブなどの制御器と、グラフなどの表示器を配置する。マウスやキーボードからデータを入力することにより、画面に結果を表示することができる。ブロックダイアグラムには、VIのグラフィカルソースコードが含まれている。ここで、フロントパネルで作成した入力や出力を制御したり、これらに対して関数を実行するためのVIのプログラムを作成する。

3.6.2 本研究用VI

LabVIEWソフトウェアには豊富なサンプルVIが用意されており、それらのプログラムを目的に応じて書き換えればよい。以前は、Acquire N - Multi-Digital Trigというサンプル VIを使用していたが、このVIではトリガ信号を二つのDAQデバイスで共有できず、64chPMTとアレイ型PDのデータを同時に集録することができないことがわかった。そこで、TwoE-Series Triggered ExternallyというサンプルVIを使用することにした。このVIは、二つのDAQデバイスからの信号を読むためプログラムであり、RTSI(Real-Time System Integrated) バス上でトリガ信号を共有することで、それぞれのDAQデバイスから同時に信号を読むことができる。デバイスAは、I/Oコネクタから受信したトリガ信号をRTSIバスに送信し、デバイスBはそれを使って集録を開始する。

今回作成したVIのフロントパネルは図3.6である。(A) はデータ集録のための各種設定値を入力する部分である。(B) は保存するデータを決める部分であり、ボタンを押すとデータ集録が開始される。(C) は、計測時間を設定する部分である。(D)、(E) では、それぞれPD、PMTから集録されたデータの波形が表示される。(F) では、得られたデータの

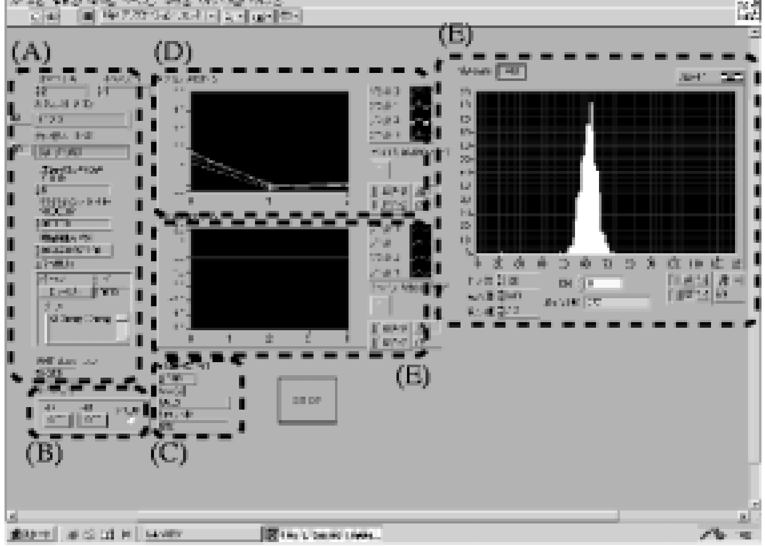


図 3.6: LabVIEW のフロントパネル

ヒストグラムが表示される。

作成したブロックダイアグラムは図 3.7 である。(A) はデータ集録のメインとなる部分である。(B)、(C)、(D) は新たに書き加えたところで、(B) では集録した 64chPMT と PD からのデータをテキストファイルに保存し、(C)、(D) でスペクトル、計測時間を表示する。これらを while ループストラクチャ(一番外側の枠) で囲むことにより連続的に実行できる。while ループストラクチャとは、ある条件が満たされるまで囲んだ部分のコードを繰り返すものである。このプログラムでのその条件は、STOP ボタンが押されるか、指定した時間が経過することで満たされる。今回作成した LabVIEW プログラムのフローチャートを図 3.8 に示す。

ここでは、メインとなる集録部分 (A) の説明する。図 3.9 に示すように、特定の機能を持つサブ VI から構成されている。サブ VI とは、テキストベースのプログラミング言語におけるサブルーチンのようなものである。また、このプログラムでは二つのデバイスからデータを読みだすため、データ集録過程が二つある。a、b はそれぞれアレイ型 PD、64chPMT の集録過程に対応する。

(a1)、(b1) は、AI Config VI と呼ばれるサブ VI で、読みだすチャンネルや使用するバッファのサイズなど、さまざまな集録パラメータを設定する。(a2)、(b2) は、AI Start VI とよばれ、集録するスキャン数、VI がデータを取り込むレート (スキャンレート)、トリガ設定など、集録を開始するためのプログラムに使用するパラメータを設定する。スキャンレートとは、1 秒あたりの集録回数である。これを上げることにより、データの精度は上がるが、上げ過ぎるとデータをバッファに記録する前に次の信号を読もうとするので、データの信頼性が損なわれる。したがって、適度に調整しなくてはならない。本研究ではスキャンレート 3000 程度にし、共有するトリガ信号は、PD 側のデバイスから出力されるものを使用した。これを RTSI バスを通して PMT 側デバイスへ送ることにより、集録するタイミングを同じにすることができる。(a3)、(b3) は、AI Read VI とよばれ、データ集録バッファよりデータを回収するパラメータを指定する。(a4)、(b4) は、AI Clear VI とよばれ、集録に使用したすべてのバッファとその他のリソースの割り当てを解除する。(c) は、Route Signal VI とよばれ、指定した I/O コネクタまたは RTSI バスラインに内部信号を送ったり、あるいは RTSI バスクロックラインを介してクロック共有を可能にする。

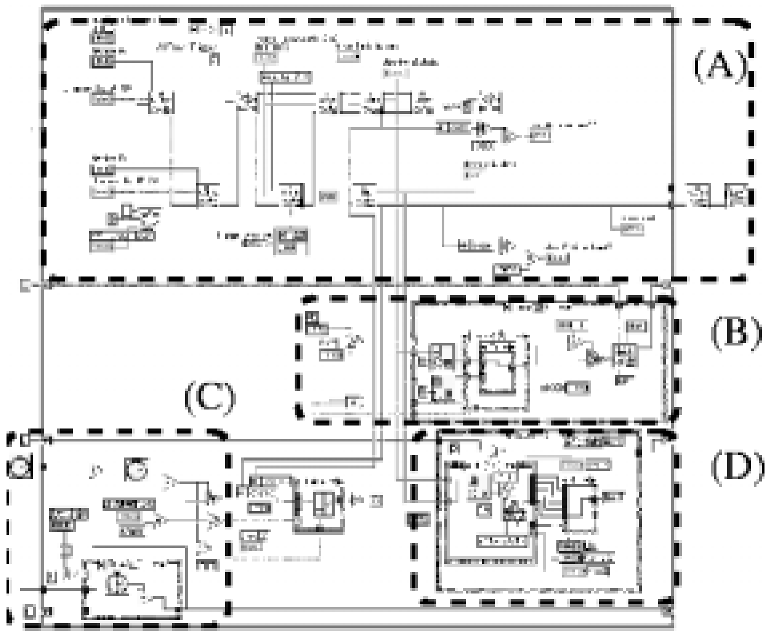


図 3.7: LabVIEW のブロックダイアグラム

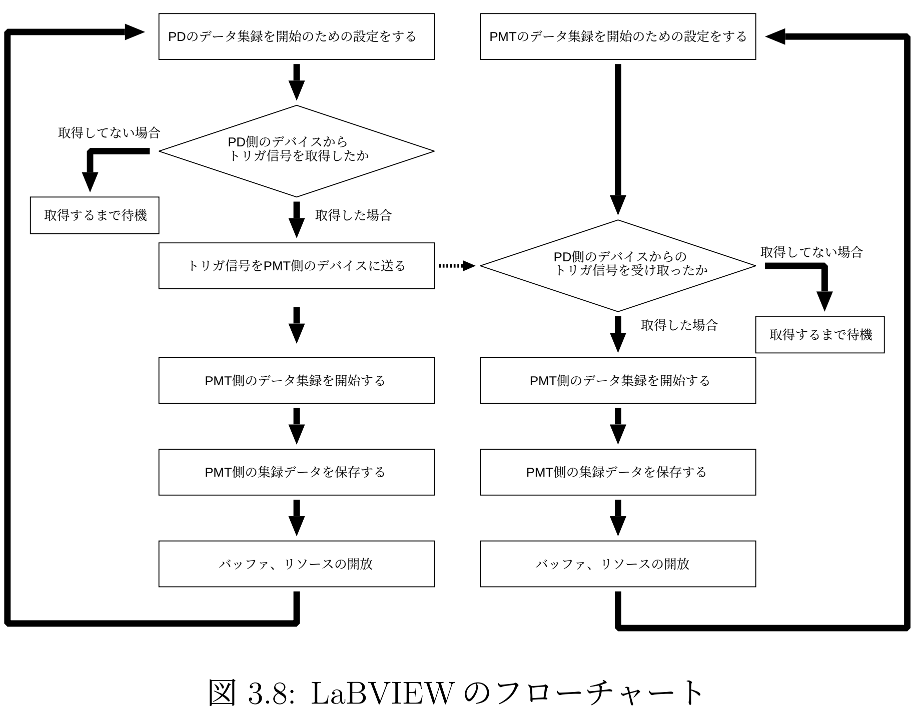


図 3.8: LaBVIEW のフローチャート

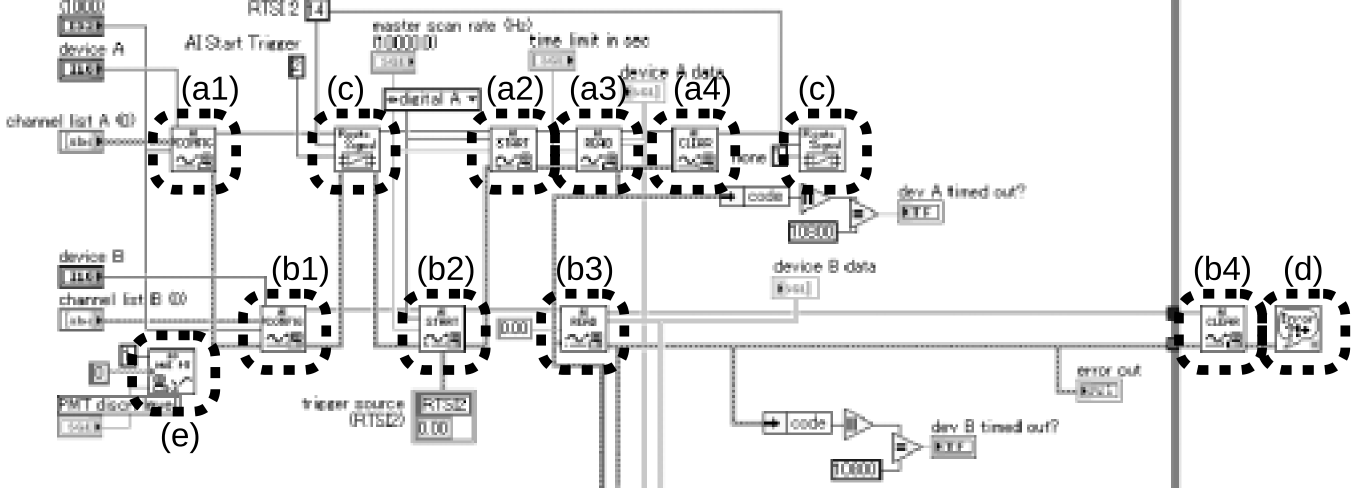


図 3.9: LabVIEW プログラムのデータ集録部

これにより二つのデバイスでトリガ信号の共有が可能となる。(d) は、一連の集録過程においてエラーが発生した場合にそれを表示する。(e) は、DAQ デバイスで A/D 変換を起動し、出力にスケールされた値を返す。これにより、64chPMT のトリガ生成に必要なマイナスの一定電圧信号を、DAQ out ピンより出力させる。詳細は 3.8 節で説明する。

3.7　DAQ デバイス

3.7.1　DAQ デバイスとは

DAQ とは、Data Acquisition(データ取得) を略したもので、DAQ デバイスをコンピュータに装着することで、LabVIEW ソフトウェアから直接データ取得のための操作を行うことができる。DAQ デバイスを GPIB 等の高価な計測機器と比較すると、サンプリングレートが小さくなるが、価格に対する性能はかなり高いものと言える。集録対象が超高速現象といった特殊なものでなければ、十分な性能を発揮する。

今回使用した DAQ デバイスは、低コスト E シリーズマルチファンクション DAQ デバイスである PCI-6071E と PCI-6024E である。PCI-6024E で PD 側のデータを処理し、PCI-6071E で PMT 側のデータを処理する。

3.7.2　PCI-6071E と PCI-6024E

以前は 64chPMT のデータ取得に、PCI-6024E を使用していた。PCI-6024E は、サンプリングレート 200 kS/秒の性能を持つ 16 アナログ入力マルチファンクション DAQ デバイスである。64chPMT のアノードは 64 個あり、アナログ入力が 16 個では足りない。そこで、Dual 4-chnnel Analog Multiplexer (4 チャンネル切替の multiplexer) を 16 個使用し、64 個の信号を読み出していた。しかし、この方法だと各チャンネル間で時間的ずれが生じてしまう欠点があったので、64 個の Analog Input を持つ PCI-6071E を使用することにした。PCI-6071E は、1.25 MS/秒のサンプリングレートを持つ 64 アナログ入力マルチファンクション DAQ デバイスである。アレイ型 PD からの 4 素子分のデータは、PCI-6024E で取得する。PCI-6071E、PCI-6024E のブロックダイアグラムを図 3.10 と図 3.11 に、コ

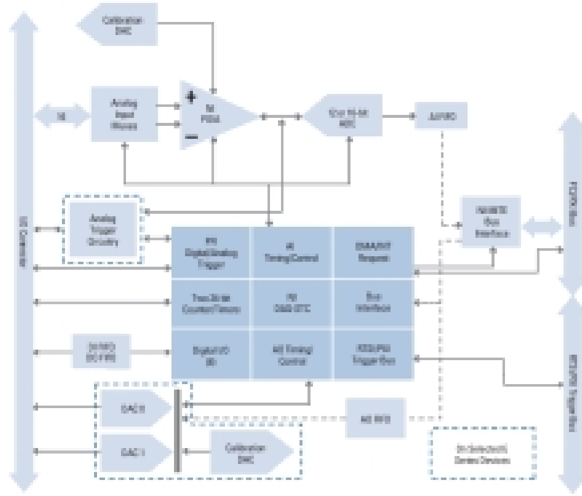


図 3.10: PCI-6071E のブロックダイアグラム

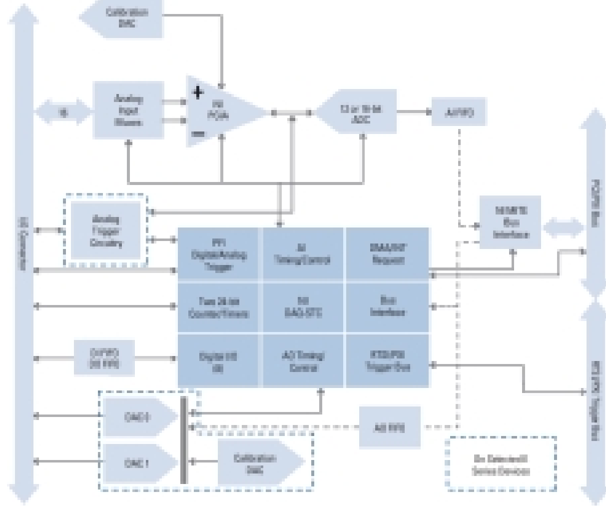


図 3.11: PCI-6024E のブロックダイアグラム

3.8　読み出しシステムのフローチャート

図3.14 に本研究のデータ集録の流れを、図3.15 にタイミングチャートを示す。また、実際に取得した波形を図3.16 に示す。ここでは、データ集録の全体の流れを説明する。

64chPMT を読み出し用基板に取り付ける。この基板には 64 個のプリアンプが組み込まれている。この基板を介して、64chPMT に-1000V の高電圧を印加する。64chPMT のトリガ信号は、ダイノードのプリアンプ信号を Discriminator に入力することで生成する。この信号を LOGIC LEVEL ADAPTER を用いて、TTL 信号から NIM 信号に変換し、GATE GENERATOR により信号の幅を 1 μ s程度に調整する。この信号でコインシデンスをとるため、幅は十分に狭くしなくてはならない。この信号を DUAL 4-FOLD COINCIDENCE に入力し、アレイ型 PD からのトリガ信号とコインシデンスをとる。このコインシデンスをとった後の信号を GATE GENERATOR に入力し、幅を 150 μ s程度にする。これは、PCI-6071E、PCI-6024E の全信号を読みだす時間がそれぞれ 2 μ s × 64、5 μ s × 4 程度であることを考慮したものである。また、2.8 μ s程度の delay をかけた。これは、ピークホールド回路のピークホールド出力信号とトリガ出力信号の間の時間的ずれを補正するためである。

今回使用したアレイ型 PD には 9 素子あるが、プリアンプ入力が 4 個しかないことなどを考慮して 4 素子分の信号を読みだすことにした。使用しない信号線は、50M Ωの抵抗につないでグラウンドにおとしている。これら 4 信号は 4ch プリアンプを通して、Shaping アンプに入力する。この出力信号を 2ch ずつ別のピークホールド回路へ入力する。ピークホールド回路は、peakhold input に入力された信号を peakhold gate に入力された TTL 信号の幅だけピークホールドする回路である。ピークホールドするのは、先に述べたような DAQ デバイスの処理時間を考慮したものである。ピークホールドされた信号は CB-

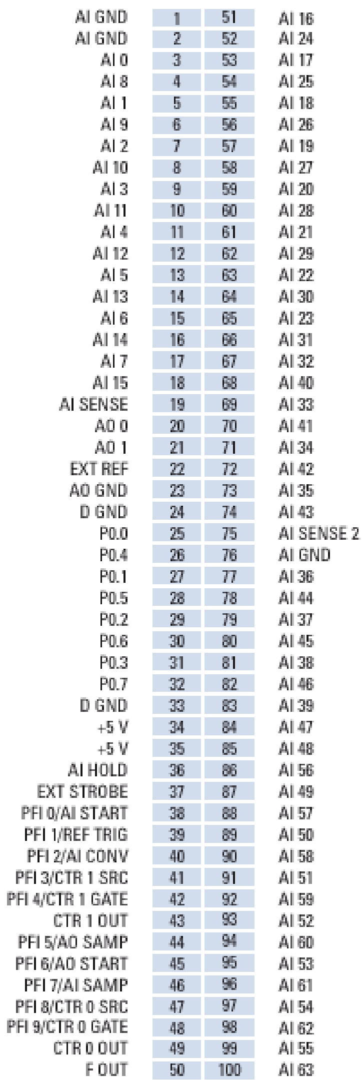


図 3.12: PCI-6071E のコネクタピンリスト

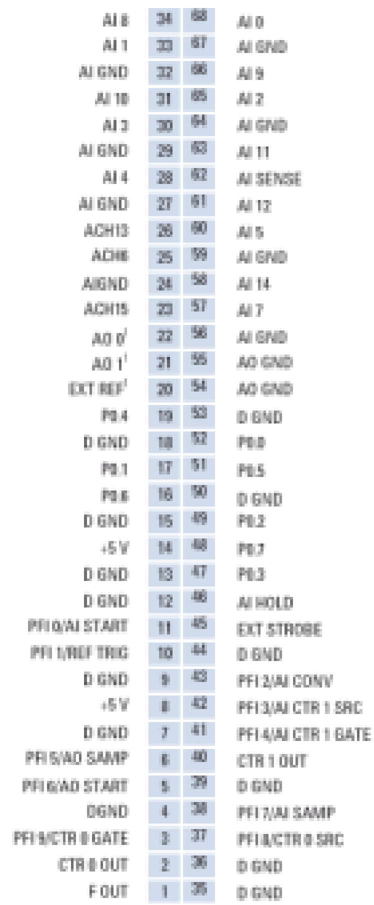


図 3.13: PCI-6024E のコネクタピンリスト

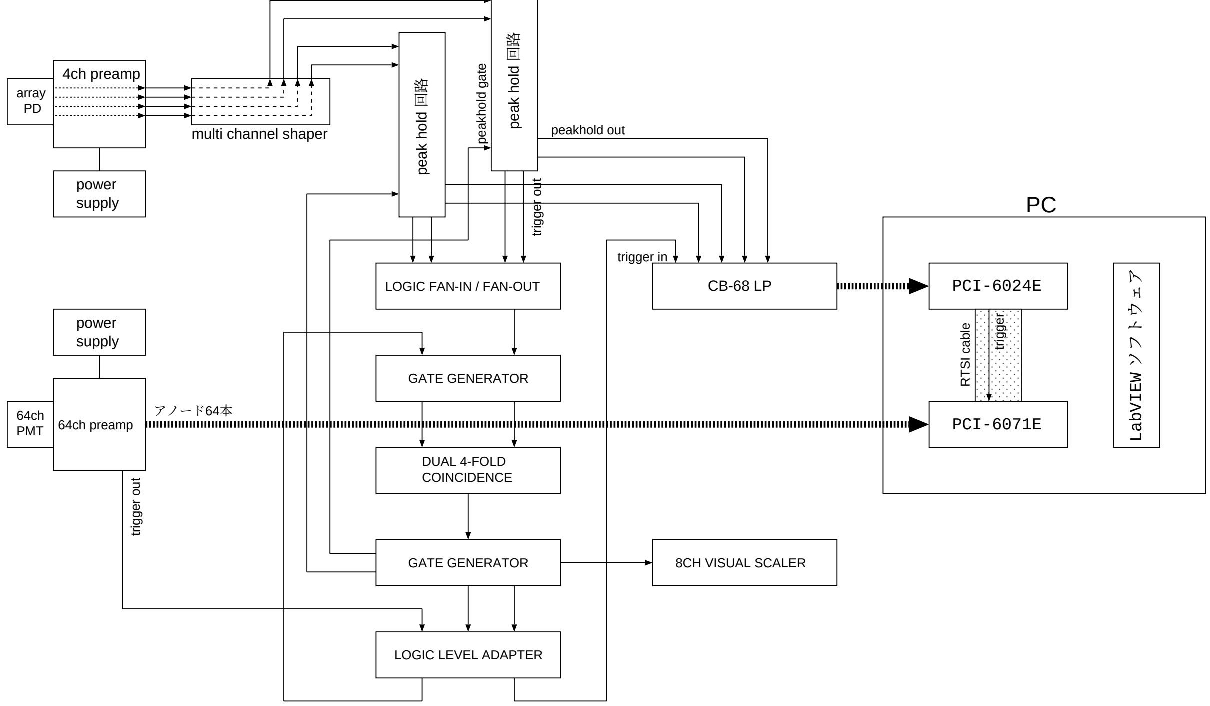


図 3.14: 読み出しシステム全体のデータ集録の流れ

68LP(DAQ I/F ボード) を介して、PCI-6024E に入力される。ピークホールド回路からの 4 つのトリガ信号は LOGIC FAN-IN/FAN-OUT へ入力する。このモジュールは OR 回路であり、ピークホールド回路からの 4 つのトリガ信号の内 1 つでも入力があると NIM 信号を出力する。この信号を GATE GENERATOR に通し幅を 1 μ s 程度にし、 DUAL 4-FOLD COINCIDENCE に入力する。この出力を GATE GENERATOR に通し、その TTL 出力信号を二つのピークホールド回路の peakhold gate に入力する。また、NIM 出力信号を LOGIC LEVEL ADAPTER で TTL 信号に変換し、CB-68LP を介して PCI-6024E に入力する。このトリガ信号により、アレイ型 PD のデータ集録が開始される。また、このトリガ信号は RTSI バスを通して PCI-6071E へ送られ、64chPMT のデータ集録が開始される。

3.9 64chPMT おける入射位置の決定

64chPMT における入射位置は、各アノードから出力される信号の大きさを使用して決定する。次式のように各イベント毎のガンマ線の入射位置 $\overrightarrow{X}$ を各アノードの出力の二乗の重み平均をとることで決定する。

$$\overrightarrow{X} = \frac{\sum_i (P_i/G_i)^2 \cdot \overrightarrow{x}_i}{\sum_i (P_i/G_i)^2}$$

ここで P_i はアノードのパルスハイト、G_i はアノード間の相対ゲイン比、$\overrightarrow{x}_i$ は各アノードの位置である。

シンチレータを使用した場合に実際の放射線の入射位置と検出位置を比較すると、入射位置が検出部中心から離れるにつれて、より中心側にずれて検出される。これは、64chPMT の有効面積が小さく、コリメータの端の方では本来外側で検出されるべき光が検出され

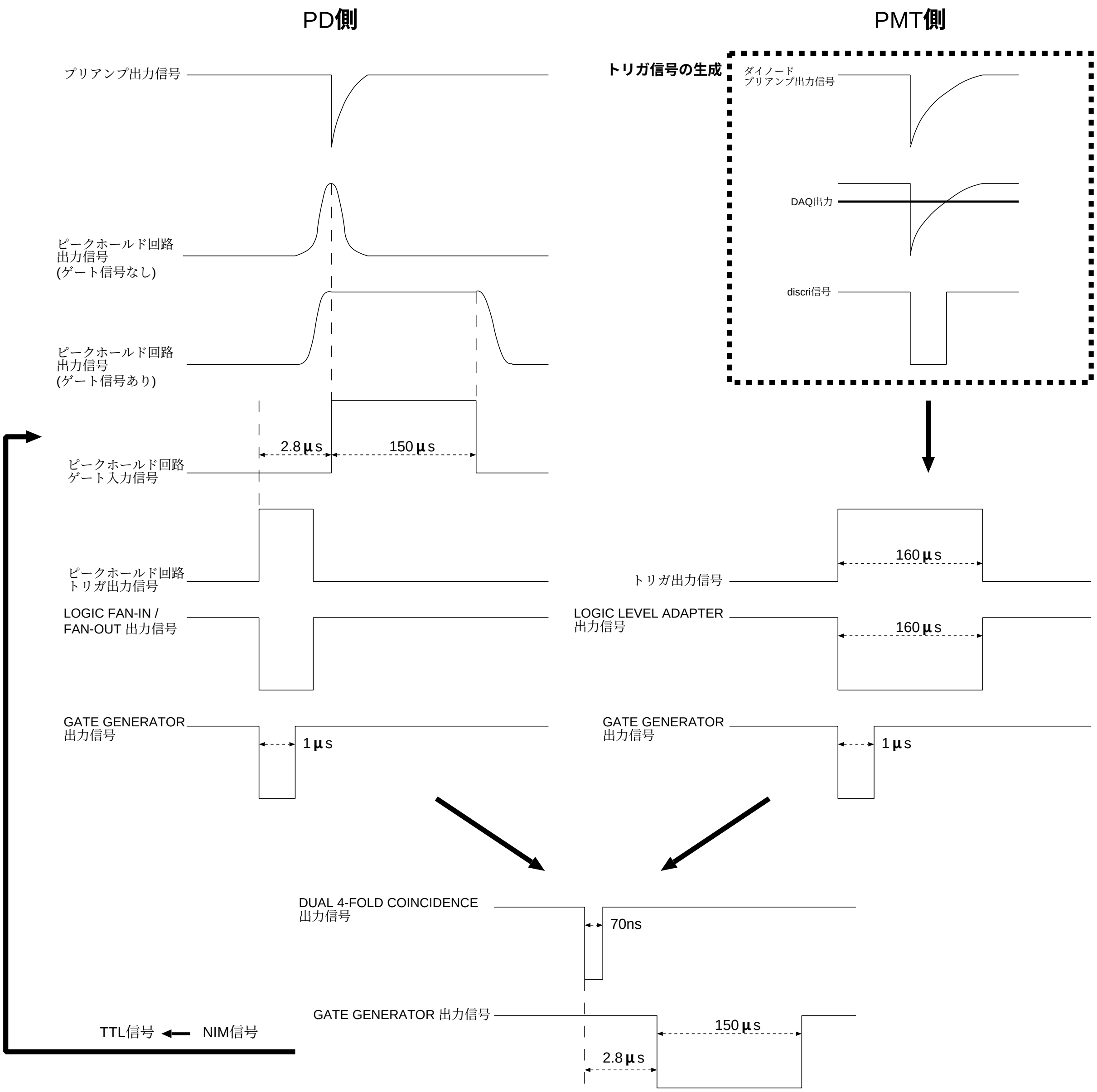


図 3.15: 読み出しシステム全体のデータ集録のタイミングチャート

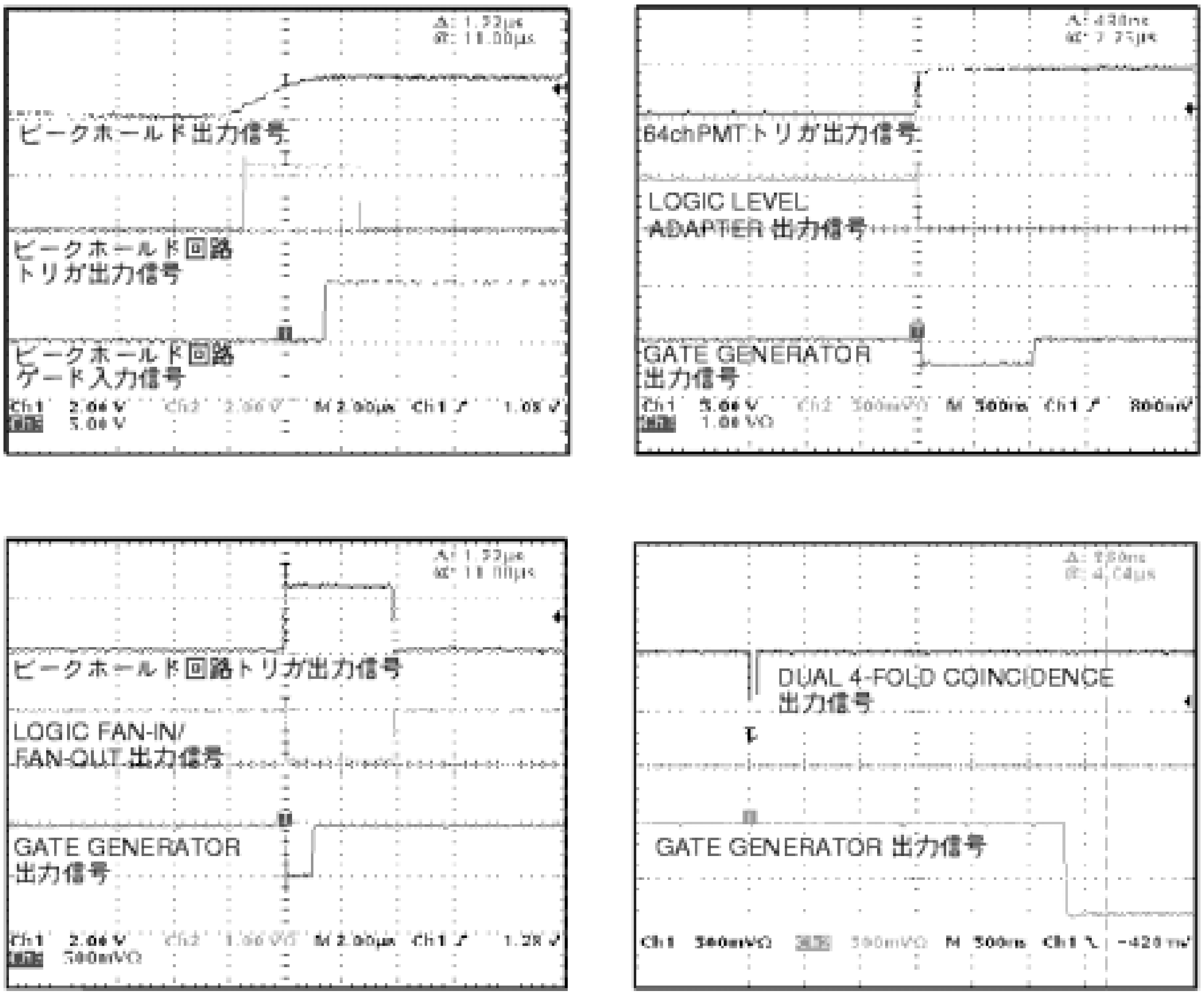


図 3.16: 取得した読み出しシステムの出力波形

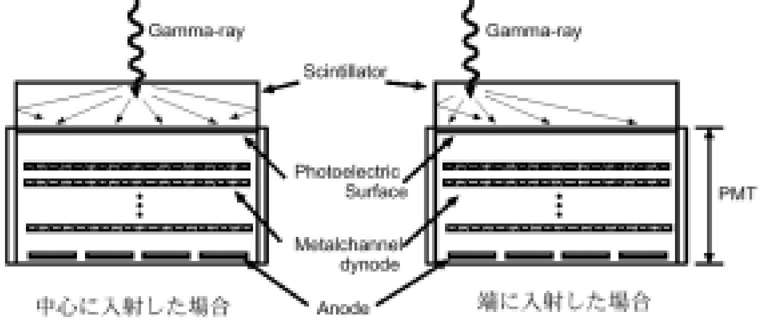


図 3.17: 入射位置とシンチレーション光の分布

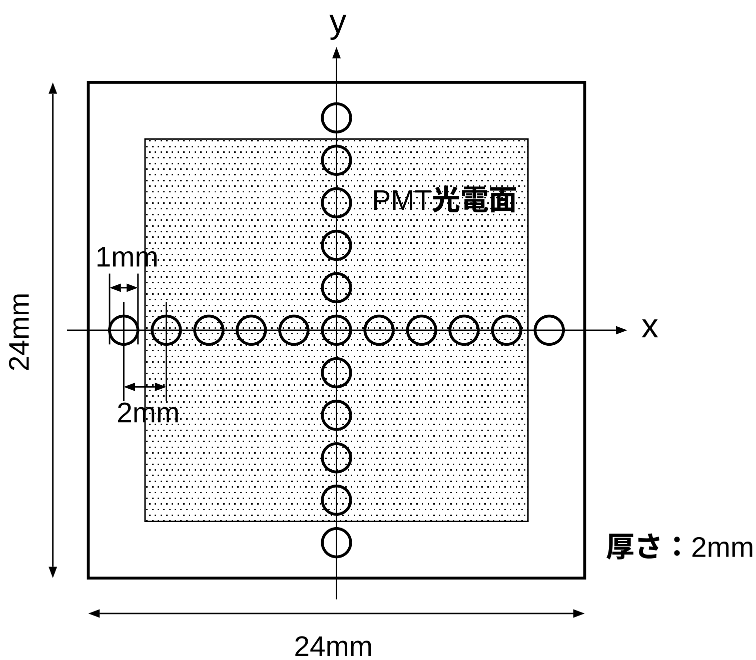


図 3.18: 検出位置補正に使用したコリメータ

ず、内側のアノードのみ検出されるため重み平均による位置決定を行うと、内側寄りになってしまうためである (図 3.17)。

そのため、実際の入射位置に合うように補正しなくてはならない。図 3.18 のようなコリメータを準備し、α線を入射しガウシアンでフィッティングすることにより検出位置を決定する。次にその検出位置を横軸に、入射位置 (コリメータの穴の位置) を縦軸にとったグラフを作成する。このグラフを 5 次関数でフィッティングすることにより、検出位置と入射位置の関係を求める。結果は次のようになった。

$$X_{real}(x) = 1.64 \times 10^{-3} \cdot x^5 - 2.22 \times 10^{-2} \cdot x^3 + 1.37x + 0.54$$
$$Y_{real}(y) = 2.67 \times 10^{-3} \cdot y^5 - 4.51 \times 10^{-2} \cdot y^3 + 1.57y + 0.86$$

第4章　読み出しシステムのノイズ特性

4.1　回路の信号確認

3章で構築した回路が正常に動作しているかを調査するため、64chPMTのアノードとダイノードの生信号、プリアンプ出力信号の波形、及びアレイ型PDのプリアンプ出力信号、Shapingアンプ出力信号の波形を取得した。

4.1.1　64chPMTの信号の確認

64chPMTのアノード、ダイノードの生信号とプリアンプ出力信号を図4.1、4.2に示す。線源に^{137}Csを、シンチレータにGSOを使用した。

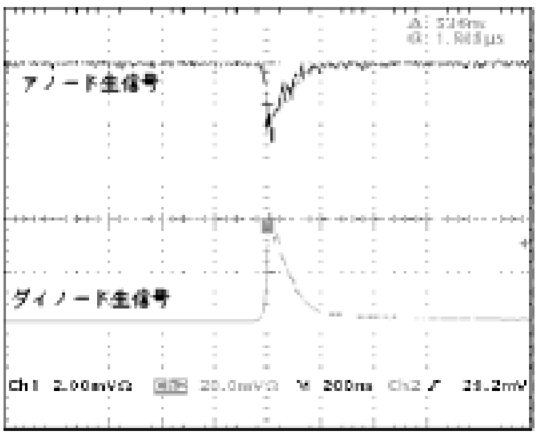


図 4.1: 64chPMTのアノードとダイノードの生信号

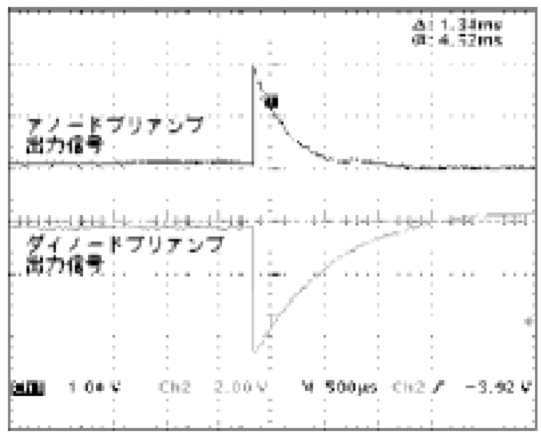


図 4.2: 64chPMTのアノードとダイノードのプリアンプ出力信号

アノード、ダイノードの生信号から電荷量を求める。t[s]後の電流値I(t)は、

$$I(t) = I_0\ e^{-\frac{t}{\tau}}$$

である。ここでτは時定数である。よってコンデンサーに蓄えられる電荷量は、

$$Q = \int_0^{\infty} I(t)\ dt$$

となる。ダイノードについて、I_0は$40 \times 10^{-}3$[A Ω]/50[Ω]=8.0×10^{-4}[A]、τは100nsとして計算すると、Qは8.0×10^{-11}[C]となった。プリアンプのコンデンサ容量は33pFであるから、V=Q/C=2.4[V]となる。プリアンプの時定数はRCで表すことができ、τ=RC=2.5×10^{7}・33×10^{-12}=8.3×10^{-5}[s]である。アノードについても同様の計算を行

号のノイズを考慮すると、実際の信号は妥当であると考えられる。

線源に ^{137}Cs を、シンチレータに GSO を使用したときのアノードのスペクトルを図 4.3 に示す。これは実際のアノードの並びに対応している。一番右上にはダイノードのスペクトルが表示され、その二つ左のアノードは破損しているためスペクトルが表示されない。

4.1.2　アレイ型 PD の信号の確認

線源に ^{152}Eu を用いたときの、読み出した 4 素子の信号のプリアンプ出力と Shaping アンプ出力を図 4.5、4.6 に示す。

プリアンプの電荷有感増幅器 (Charge Sensitive Amplifier:CSA) の基本構成を図 4.4 に示す。

検出器で生じた電荷はカップリングコンデンサー C_c に蓄えられる (実際には検出器で生じた全電荷が CSA に入力されるわけではなく、検出器自身の容量や回路の容量等にも分配される)。C_c に蓄えられた電荷量を Q とすると、フィードバックコンデンサー C_f にも Q だけの電荷が蓄えられる。R_f は C_f に電荷が飽和してしまうのを防ぐためのものである。このときオペアンプのゲインを A とすれば、入力 V_a と出力 V_{out} の間には、

$$V_{out} = -AV_a \quad V_a - Vout = \frac{Q}{C_f}$$

という二つの関係が成り立つ。この 2 式から V_a を消去すると、

$$V_{out} = -\frac{A+1}{A}\frac{Q}{C_f}$$

と出力電圧を求めることができる。

^{152}Eu のガンマ線のエネルギーは 40keV である。シリコンでは電子ホール対生成に必要な平均エネルギーは、3.65eV である。よって、40keV のガンマ線が入射すると、40[keV]/3.65[eV]=1.1 $\times$ 10^4 個の電子が生成される。したがって、プリアンプのカップリングコンデンサー C_c に蓄えられる電荷量 Q は、1.1×10^4・1.6×10^{-19}=1.8×10^{-15}[C] である。使用したプリアンプのゲインは 2[V/pC] であり、フィードバックコンデンサー C_f の容量は 0.5[pF] である。$A \gg 1$ が成り立つから、$\frac{A+1}{A} \simeq 1$ と近似できる。したがって、CSA の出力電圧 V_{out} の大きさは、

$$V_{out} \simeq \frac{Q}{C_f} = \frac{1.8 \times 10^{-15}}{0.5 \times 10^{-12}} = 3.6 \times 10^{-3} \quad [V]$$

この信号は微分回路の挿入によるアンダーシュートを補整するための PZC 回路に入力される。PZC 回路は信号を微分により減衰させてしまうので、信号の波高値が半分程度になる。PZC 回路からの信号は電圧増幅器により $\times$ 10 される。したがって、プリアンプ出力信号は $\sim 18mV$ と計算することができる。実際のプリアンプ出力は 20mV 程度であるから、プリアンプは正常に動作していることが確認できた。

4.2　64chPMT のノイズ特性

4.2.1　ダイノードのリニアリティー

ダイノードのピークチャンネルとエネルギーの関係を調べるために、^{57}Co の 122keV と ^{137}Cs の 662keV でリニアリティーをとる。図 4.7、4.8 にシンチレータに GSO を用いたと



図 4.3: 64chPMT のアノードのスペクトル (Cs-137)

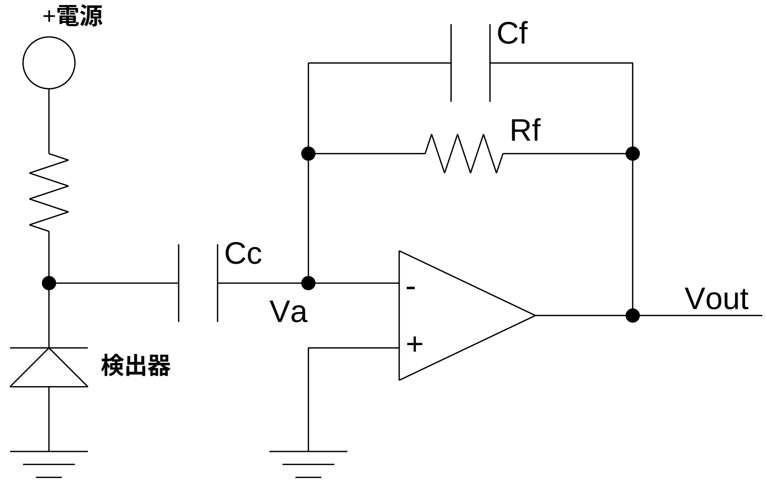


図 4.4: 4ch プリアンプの CSA の基本構成

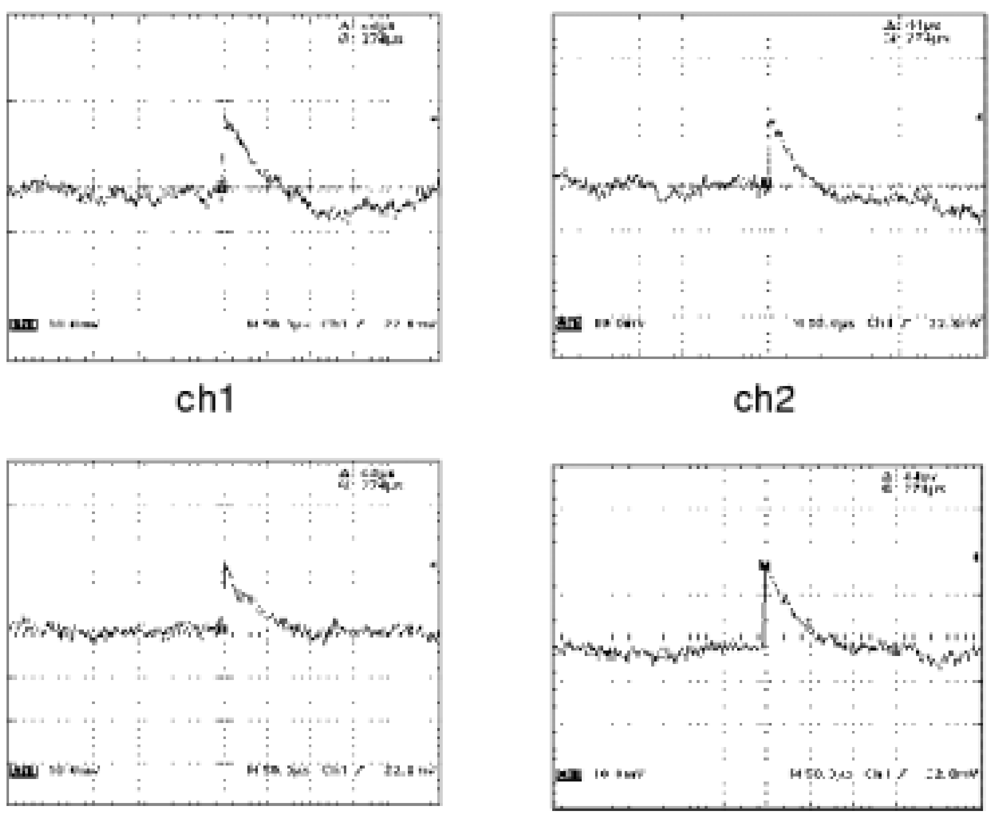


図 4.5: アレイ型 PD のプリアンプ出力

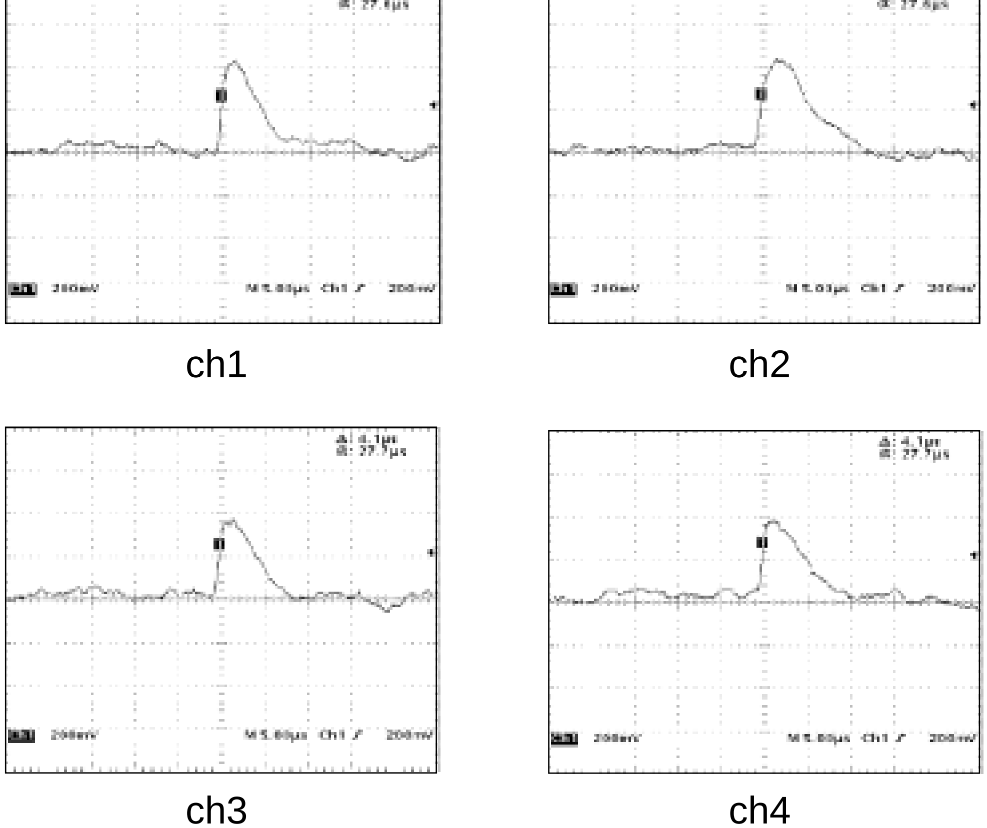


図 4.6: アレイ型 PD の Shaper 出力

きのダイノードのスペクトルを示す。図のように分解能が悪く Gaussian フィッティングができなかったため、ピークチャネルは目で読み取った。しかし、^{137}Cs はピークを読み取ることは困難であった。そこで、^{137}Cs のイメージから中心付近のイベントを抜き出すことでバックグラウンドを除去した (図 4.9)。その抜き出したイベントのスペクトル (図 4.10) からピークチャンネルを読み取った。その結果、CH =8.33・E(keV) - 16.7 となった。LabVIEW で取得した ADCch は電圧値 [V] を 1000 倍したものである。したがって、ダイノードには-17mV 程度のオフセットが存在することが分かった。

4.2.2　アノードのリニアリティー

シンチレータを用いた場合、ガンマ線と相互作用して発生したシンチレーション光は、シンチレータ中でその数を減少させながら拡散する。そのため、各アノードで検出される光には、真上で発光したものだけではなく、離れた場所で発光し減衰してきた光も含まれている。結果として、同じエネルギーが入射しても、個々のアノードの出力は一定ではない。実際のアノードのスペクトルにもピークは現れなかった。そこでアノードのリニアリティーは、ダイノードとアノードのピークチャンネルの間の関係を求め、ダイノードのリニアリティーに代入することで求めた。

ダイノードとアノードの間の関係を調べるため、LED 光を直接 64chPMT に入射し、光量を変化させながらそれぞれのピークチャンネルを取得した。LED 光は、1 つの LED の

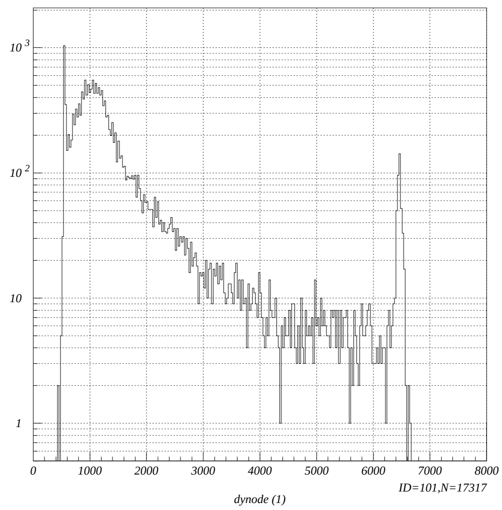


図 4.7: 64chPMT のダイノードのスペクトル (Co-57)

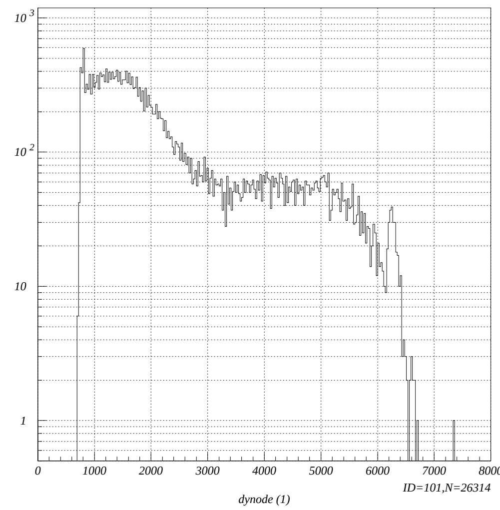


図 4.8: 64chPMT のダイノードのスペクトル (Cs-137)

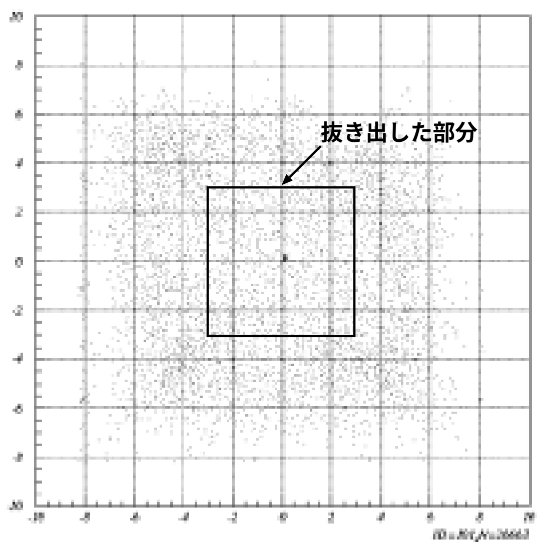


図 4.9: GSO のイメージからのイベントの抜き出し (Cs-137)

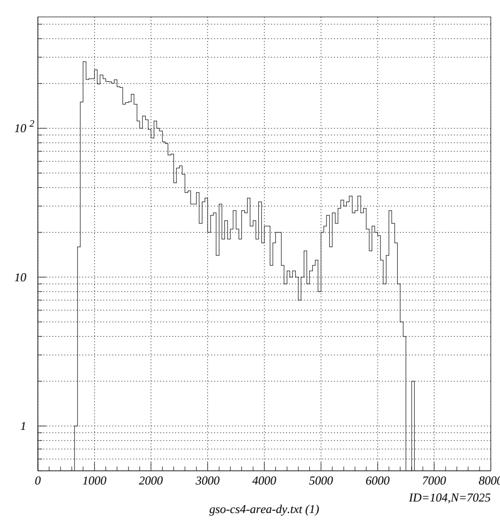


図 4.10: 抜き出したイベントによるダイノードのスペクトル (Cs-137)

anode ch	1	2	3	4	5	6	7	8
a	0.81	1.28	1.57	1.48	1.17	1.24	1.30	1.16
b	6.44	-73.88	-113.65	-121.53	-104.03	-134.71	-124.22	-105.25
	9	10	11	12	13	14	15	16
	1.22	1.26	1.47	1.15	1.24	1.40	1.51	1.30
	-112.55	-128.41	-131.77	-115.15	-109.38	-134.49	-131.50	-113.16
	17	18	19	20	21	22	23	24
	1.25	-	1.09	-	0.72	0.84	0.77	0.90
	-118.71	-	-108.54	-	-71.01	-77.20	-78.63	-79.93
	25	26	27	28	29	30	31	32
	0.94	1.04	1.07	1.12	1.02	1.16	1.13	1.10
	-88.06	-94.10	-101.72	-102.71	-88.83	-101.69	-106.39	-90.81
	33	34	35	36	37	38	39	40
	0.85	0.97	1.09	1.11	0.74	0.99	1.09	1.13
	-72.84	-92.94	-92.18	-92.90	-64.39	-96.41	-99.56	-96.44
	41	42	43	44	45	46	47	48
	0.66	0.84	1.06	1.07	0.61	0.81	0.82	0.88
	-60.67	-81.71	-106.67	-99.55	-60.11	-91.38	-91.17	-96.71
	49	50	51	52	53	54	55	56
	0.90	0.93	0.87	0.83	0.88	0.87	0.87	0.83
	-78.61	-83.68	-85.46	-68.60	-82.25	-85.33	-83.96	-71.67
	57	58	59	60	61	62	63	64
	0.85	0.79	0.80	0.79	0.66	0.72	0.70	0.56
	-94.85	-81.40	-86.51	-70.37	-69.06	-74.85	-71.84	-56.52

表 4.1: 64chPMT のアノードのリニアリティー [CH = a・E(keV)+b]

光を光ファイバーで 3×3 のアレイ状に分割し、64chPMT の光電面全体に均一に入射するようにしている。ダイノードとアノードのピークチャンネルの関係を図 4.11 に示す。

この関係式を前節で求めたダイノードのリニアリティーの関係式に代入することで、GSO を用いたときのアノードのピークチャンネルとエネルギーの関係式を求めることができる。その結果を表 4.1 に示す。求めたリニアリティーから、アノードパルスハイトには−100mV 程度のオフセットがあると考えられる。

4.2.3 64chPMT から出力される電子数

ノイズレベルを決定するため、100keV のときのダイノードとアノードの電子数を見積もり、ノイズから計算した電子数と比較する。線源に ^{137}Cs を用い、シンチレータに GSO 及びアレイ型 (4×4)YAP を使用したときの場合について考える。バックグラウンドを取り除くためガンマ線の入射した位置のイベントを抜き出し、さらにダイノードのピークチャンネルが 662keV 付近にあるイベントを抜き出す。GSO は、直径 2mm のコリメータを使用し、受光面の中心に付近にガンマ線を入射しているため、その部分のイベントを抜き出す (図 4.12)。アレイ型 YAP は、各アレイの中心にシンチレーション光が集まる性質があり、その部分のイベントを抜き出す (図 4.13)。

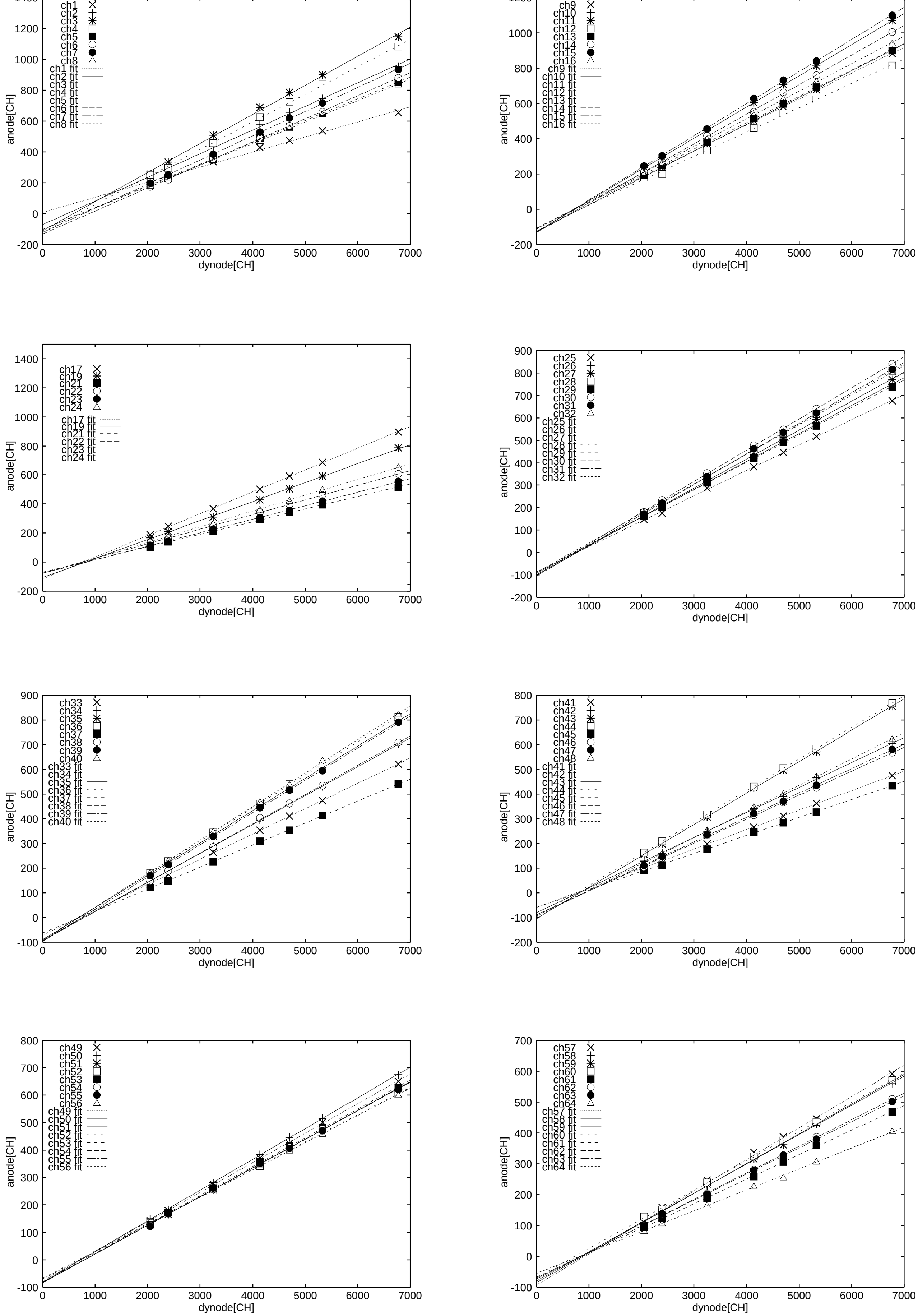


図 4.11: 64chPMT のアノードとダイノードの関係

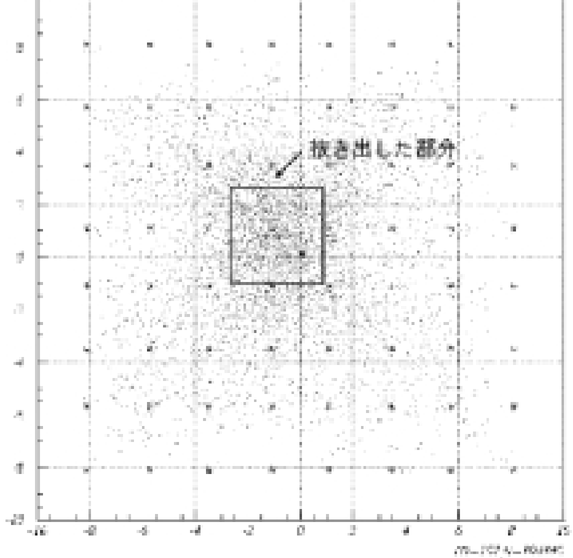


図 4.12: GSO のイメージから抜き出した部分

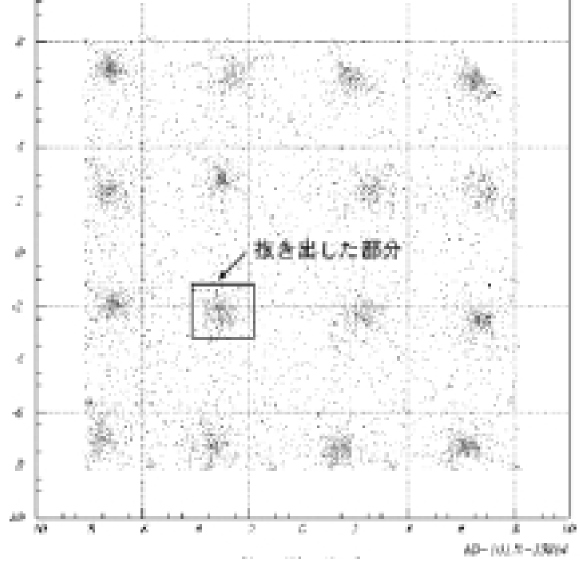


図 4.13: array YAP のイメージから抜き出した部分

2.2×10^6	2.1×10^6	2.6×10^6	2.4×10^6	2.3×10^6	-	1.7×10^6	-
2.8×10^6	3.0×10^6	4.1×10^6	4.5×10^6	4.1×10^6	2.5×10^6	1.8×10^6	1.6×10^6
2.5×10^6	3.0×10^6	6.0×10^6	6.8×10^6	7.4×10^6	3.9×10^6	2.3×10^6	2.0×10^6
2.8×10^6	3.8×10^6	6.9×10^6	1.3×10^7	1.2×10^7	5.3×10^6	2.9×10^6	2.0×10^6
2.7×10^6	5.1×10^6	6.8×10^6	1.0×10^7	1.3×10^7	5.1×10^6	2.6×10^6	2.0×10^6
2.0×10^6	2.8×10^6	4.3×10^6	6.4×10^6	5.5×10^6	3.5×10^6	2.3×10^6	2.1×10^6
1.8×10^6	1.7×10^6	2.6×10^6	2.9×10^6	3.2×10^6	2.5×10^6	2.0×10^6	1.9×10^6
2.0×10^6	1.7×10^6	2.3×10^6	2.4×10^6	2.4×10^6	2.0×10^6	1.9×10^6	2.1×10^6

表 4.2: 100keV のガンマ線が入射したときのアノードの電子数の見積り (GSO)

GSO、array YAP を使用した場合の抜き出したイベントのスペクトルを図 4.14、4.15 に示す。ダイノード信号と各アノード信号のパルスハイトの平均値を出す。LabVIEW で取得したパルスハイトは電圧値 [V] であるから、この平均値は平均電圧値となる。ダイノードでは平均電圧値は-5.5[V] となる。次に各アノード信号のパルスハイト比を求める。ダイノードと全アノードのコンデンサーに蓄えられる平均電荷量をそれぞれ Q_d、Q_a とすると、$Q_d = C_d V_d$、$Q_a = \sum_i C_a V_{a_i}$ と計算することができる。これらを素電荷で割ることで、ダイノードの平均電子数とアノードの平均全電子数を求める。次に、ダイノードの電子数とアノードの全電子数に 100/662 を掛けることで 100keV の場合の電子数を求める。ダイノードでは 1.7×10^8 個、アノード全体では 2.3×10^7 個となる。このアノードの全電子数と先に求めた各アノード信号のパルスハイト比から、100keV 相当のガンマ線が入射したときの各アノードの電子数を見積もることができる。アノードの結果を表 4.2 に示す。順番は図 4.14 に対応する。

同様にしてアレイ型 YAP について計算すると、ダイノードの電子数は 6.9×10^6 個、各アノードの電子数は、表 4.3 のようになる。

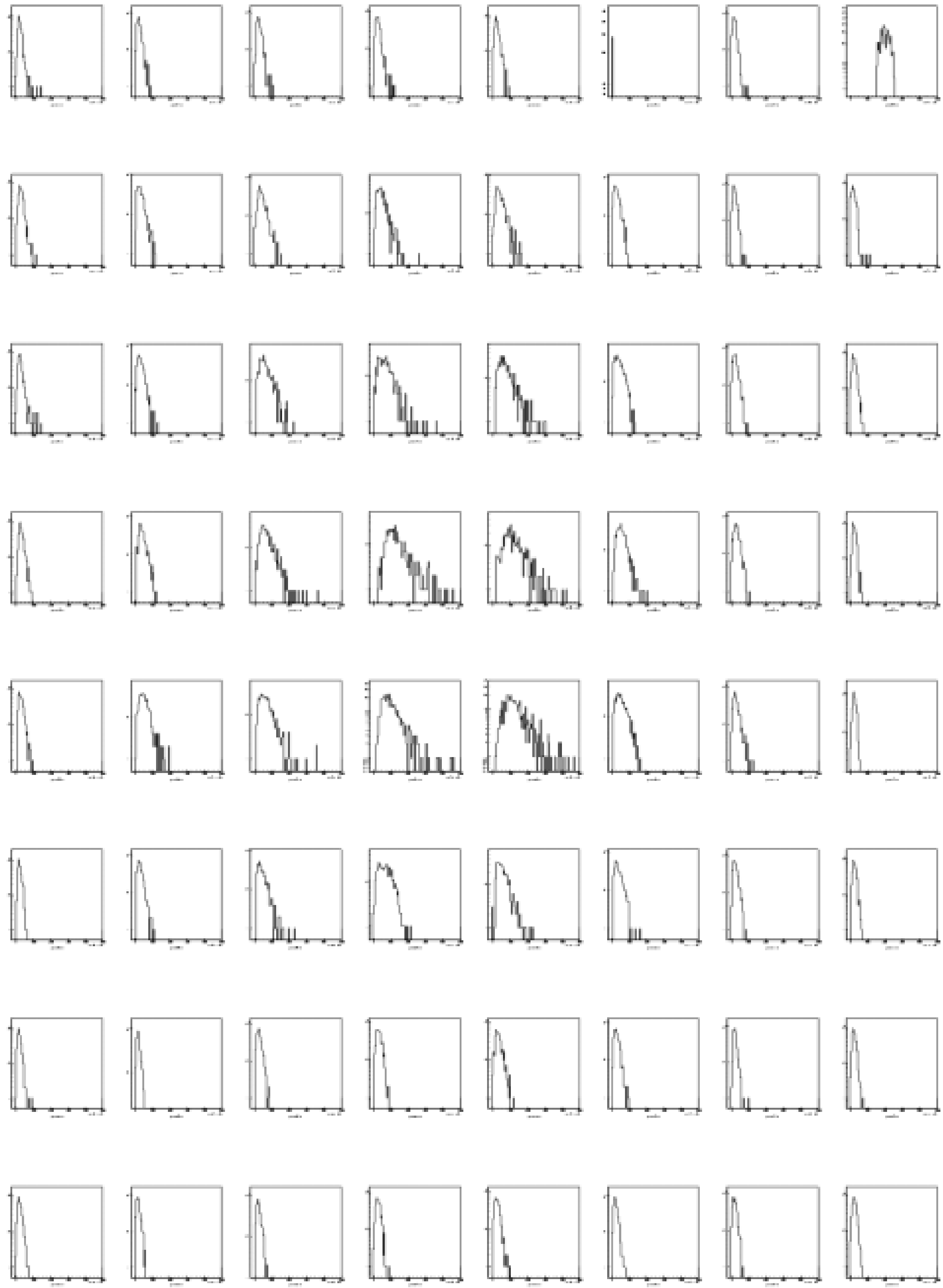


図 4.14: GSO を使用したときの抜き出したアノードのスペクトル (Cs-137)



図 4.15: array YAP を使用したときの抜き出したアノードのスペクトル (Cs-137)

9.2×10[illegible]	3.6×10[illegible]	4.3×10[illegible]	2.8×10[illegible]	3.5×10[illegible]	-	1.1×10[illegible]	-
1.9×10^5	1.2×10^4	1.2×10^5	6.8×10^4	1.1×10^5	5.4×10^4	5.1×10^4	2.4×10^3
2.5×10^5	5.9×10^4	4.5×10^5	2.2×10^5	3.2×10^5	1.5×10^5	6.5×10^4	9.4×10^4
4.1×10^5	1.4×10^6	4.5×10^6	3.8×10^6	9.0×10^5	5.1×10^5	1.1×10^5	5.5×10^4
10×10^6	1.3×10^7	2.2×10^7	1.5×10^7	2.1×10^6	5.9×10^5	1.1×10^5	8.4×10^3
4.9×10^5	9.2×10^6	2.3×10^7	1.7×10^7	1.4×10^6	4.4×10^5	1.1×10^5	4.6×10^4
2.3×10^5	1.8×10^6	4.3×10^6	2.4×10^6	4.3×10^5	1.7×10^5	1.1×10^5	4.1×10^4
2.3×10^5	3.0×10^5	5.1×10^5	3.6×10^5	3.2×10^5	1.5×10^5	1.0×10^5	3.8×10^4

表 4.3: 100keV のガンマ線が入射したときのアノードの電子数の見積り (array YAP)

4.2.4　ノイズの評価

実際のノイズレベルを評価するため、シンチレータを使用しない場合のスペクトルを取得する。それを図 4.16 に示す。

ダイノードのスペクトルの CH は 550 程度である。よって、ダイノードの discri レベルは 550mV 程度になる。-17mV のオフセットを考慮するとダイノードのノイズは 467mV 程度あると考えられる。この電圧値からノイズに関与する電子数を求めると 9.6×10^7 個となる。これと GSO の 100keV の信号の電子数 (1.7×10^8 個) を比較すると、100keV の信号はノイズに埋もれることなく確認できると予想される。実際に図 4.7 のように ^{57}Co の 122keV の信号を十分に確認できる。array YAP を使用した場合は、100keV の信号の電子数は 6.9×10^6 個であるから、信号はノイズに埋もれてしまうと考えられる。

アノードには-100mV 程度のオフセットがあるにもかかわらず、アノードのスペクトルの CH は 0 付近にある。したがって、アノードには 100mV 程度のノイズがあることが分かる。このノイズの電圧値から電子数を求めると 3.1×10^6 個と求まる。これと 100keV のときの電子数 (表 4.2、表 4.3) と比べると、入射位置の付近のアノードでは 100keV の信号はノイズより大きくなり、ある程度の分解能が期待できる。しかし、その位置から離れるつれてノイズが支配的になり、信号はほとんど見えなくなると考えられる。

4.3　アレイ型 PD のノイズ特性

4.3.1　リーク電流の測定

アレイ型 PD の全素子のリーク電流の測定を行なった。リーク電流とは、半導体の逆バイアスを印加したときに、何らかの原因によりわずかに洩れだした電流である。これはノイズの原因となり、分解能を低下させる。

一定の逆バイアス電圧を PD に印加し、電圧を 0V から 50V まで 5V 刻みで変化させ、各素子に流れる電流値を測定する。その結果を図 4.17、4.18 に示す。リーク電流は各素子ともほぼ同程度であり、異質な電流値を持つ素子も存在しない。

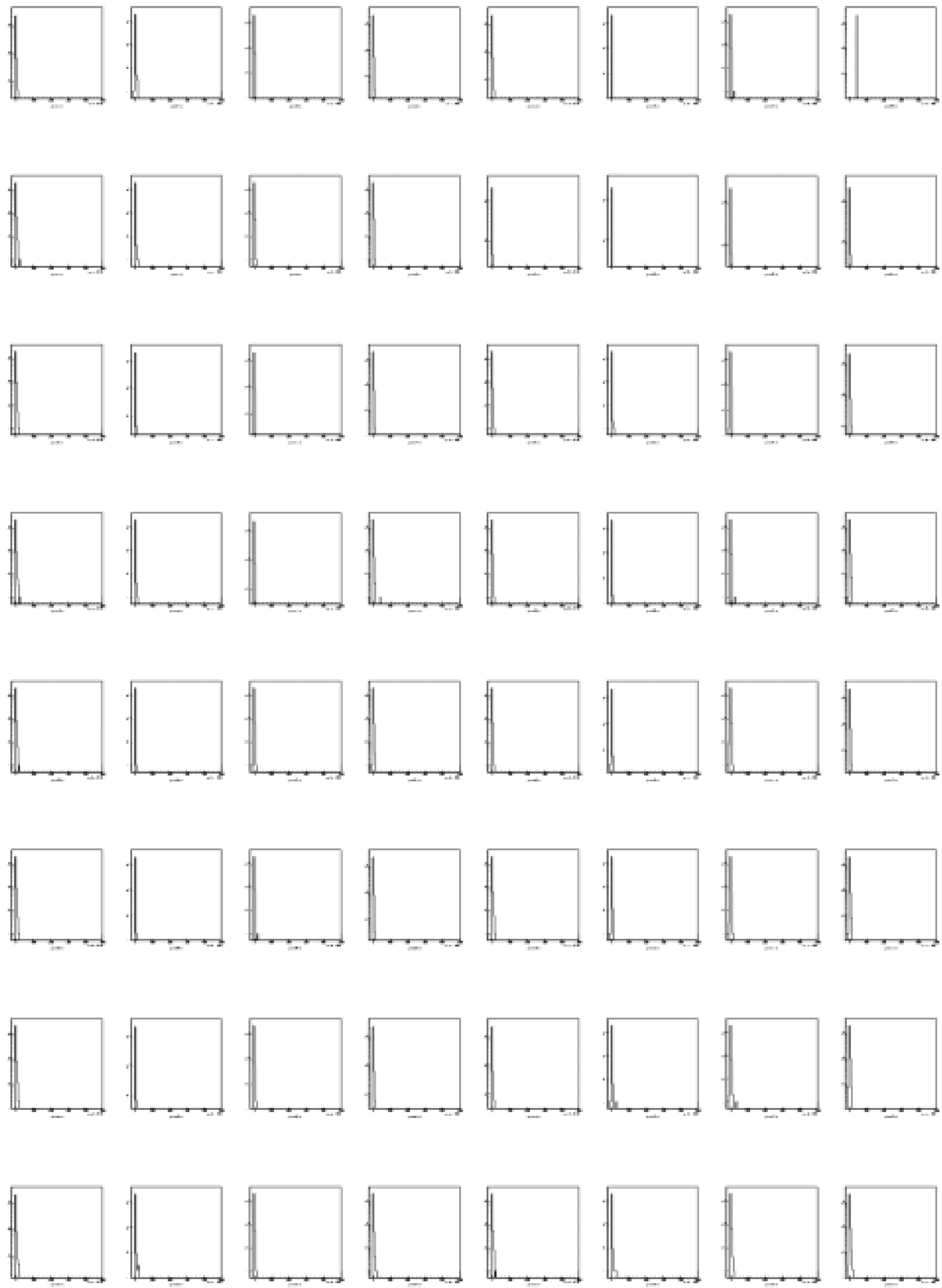


図 4.16: 64chPMT のシンチレータを使用しない場合のスペクトル

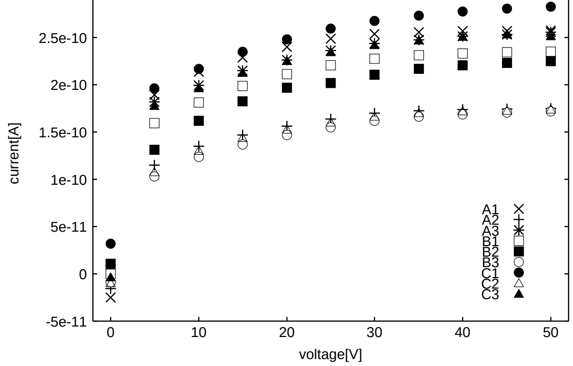


図 4.17: アレイ型 PD のリーク電流の測定 (1 回目)

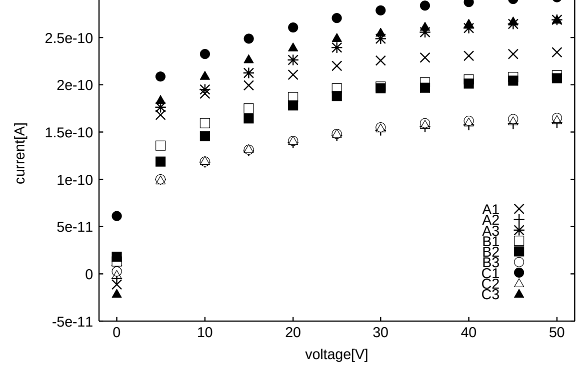


図 4.18: アレイ型 PD のリーク電流の測定 (2 回目)

4.3.2 プリアンプ (5005H) 容量勾配の測定

プリアンプの特性を知るために、入力容量に対する雑音特性 (容量勾配) を調査する。

実際に行うことは、プリアンプのテスト入力にパルサー信号をいれ、信号入力部分に容量の違うコンデンサを取り付ける。このプリアンプ出力を ADC と MCA で取得し、そのピークとなる部分の FWHM と容量の関係を調べることである。

パルサー信号をエネルギーに変換するために、以下の変換式を使用した。ただし、このプリアンプのテスト入力には、3 章の図 3.5 に示したように 1/10 減衰器があるため、印加電圧にはパルサー信号を 1/10 にしたものを使用した。

$$E = A\frac{CV}{e}$$

ここで、E はエネルギー、C は電荷容量、V は印加電圧、e は電荷素量、A は電子ホール対生成に必要な平均エネルギーである。シリコンの場合、A は 3.65eV である。

信号入力部分に何もつけず、パルサー出力を、2.5mV、5mV、10mV、20mV と変えスペクトルを取得した。得られたスペクトルのピークの ADC チャンネルとエネルギーの関係を図 4.19 に示す。

次にパルサー出力を 10mV(上式より 22.8keV に相当) に固定し、プリアンプの入力部分に容量の異なるコンデンサを取り付ける。コンデンサは容量が、5pF、10pF、22pF のものを使用した。得られた容量勾配のグラフを図 4.20 に示す。チャンネル間のずれは十分小さいことが確認できた。

4.3.3 リニアリティー

アレイ型 PD データ取得系のリニアリティーを調べる。使用した線源は、^{109}Cd(22.2keV)、^{133}Ba(31.0keV)、^{241}Am(59.5keV) である。エネルギー分解能の温度依存性を調べるため、常温 (25 ℃) と低温 (-22 ℃) の場合のデータをとる。常温及び低温で測定したときの ^{109}Cd、^{133}Ba、^{241}Am のスペクトルを図 4.21、4.22 に示す。また、31keV 相当の信号をプリアンプのテストパルス入力に入れたときの各チャンネルのスペクトルを図 4.23 に示す。

このスペクトルから常温 (25 ℃)、低温 (-22 ℃) でのリニアリティーを求めると、図 4.24、4.25 のようになり、常温での関係式は、

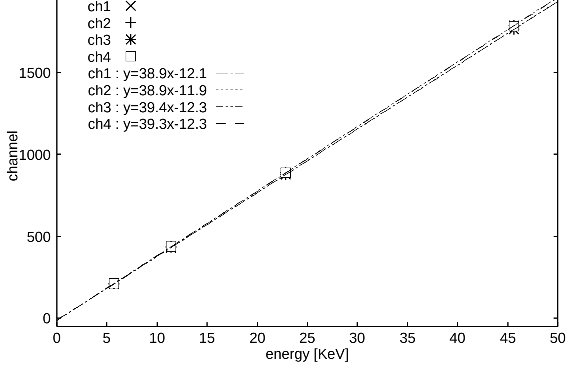


図 4.19: 4ch プリアンプの ADC チャンネルとエネルギーの関係

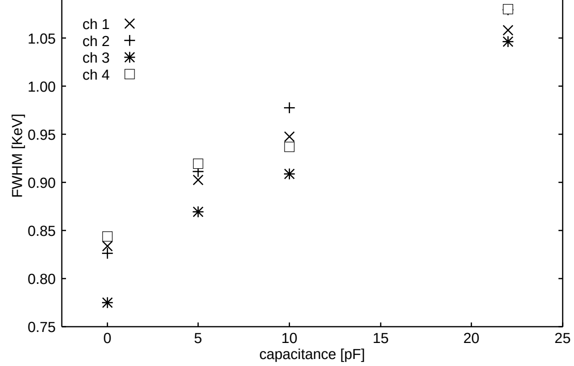


図 4.20: 4ch プリアンプ (5005H) の容量勾配

$$ch1 \Rightarrow CH = 42.64\ E(keV) + 36.27$$
$$ch2 \Rightarrow CH = 44.57\ E(keV) + 3.093$$
$$ch3 \Rightarrow CH = 44.35\ E(keV) - 29.09$$
$$ch4 \Rightarrow CH = 40.00\ E(keV) - 0.412$$

低温での関係式は、

$$ch1 \Rightarrow CH = 42.29\ E(keV) + 40.77$$
$$ch2 \Rightarrow CH = 44.39\ E(keV) + 11.92$$
$$ch3 \Rightarrow CH = 44.78\ E(keV) - 34.40$$
$$ch4 \Rightarrow CH = 40.24\ E(keV) - 1.271$$

となり、特に変化はなかった。この結果、多少のオフセットに違いがあるものの良い線型性があることが確かめられた。

4.3.4　エネルギー分解能及びノイズの評価

各チャンネルの常温及び低温の FWHM(keV) の値を表 4.4、4.5、グラフを図 4.26、4.27 に示す。

	ch1	ch2	ch3	ch4
Cd(22.2keV)	5.47	5.48	4.82	4.51
Ba(31.0keV)	6.47	6.44	5.24	4.86
Am(59.5keV)	5.99	6.25	4.34	4.07

表 4.4: アレイ型 PD の常温での FWHM(keV)

	ch1	ch2	ch3	ch4
Cd(22.2keV)	5.01	5.05	4.40	4.22
Ba(31.0keV)	6.09	5.48	4.55	4.70
Am(59.5keV)	5.62	4.60	3.91	4.05

表 4.5: アレイ型 PD の低温での FWHM(keV)

この結果から温度を下げることによりエネルギー分解能が良くなることが確認できる。

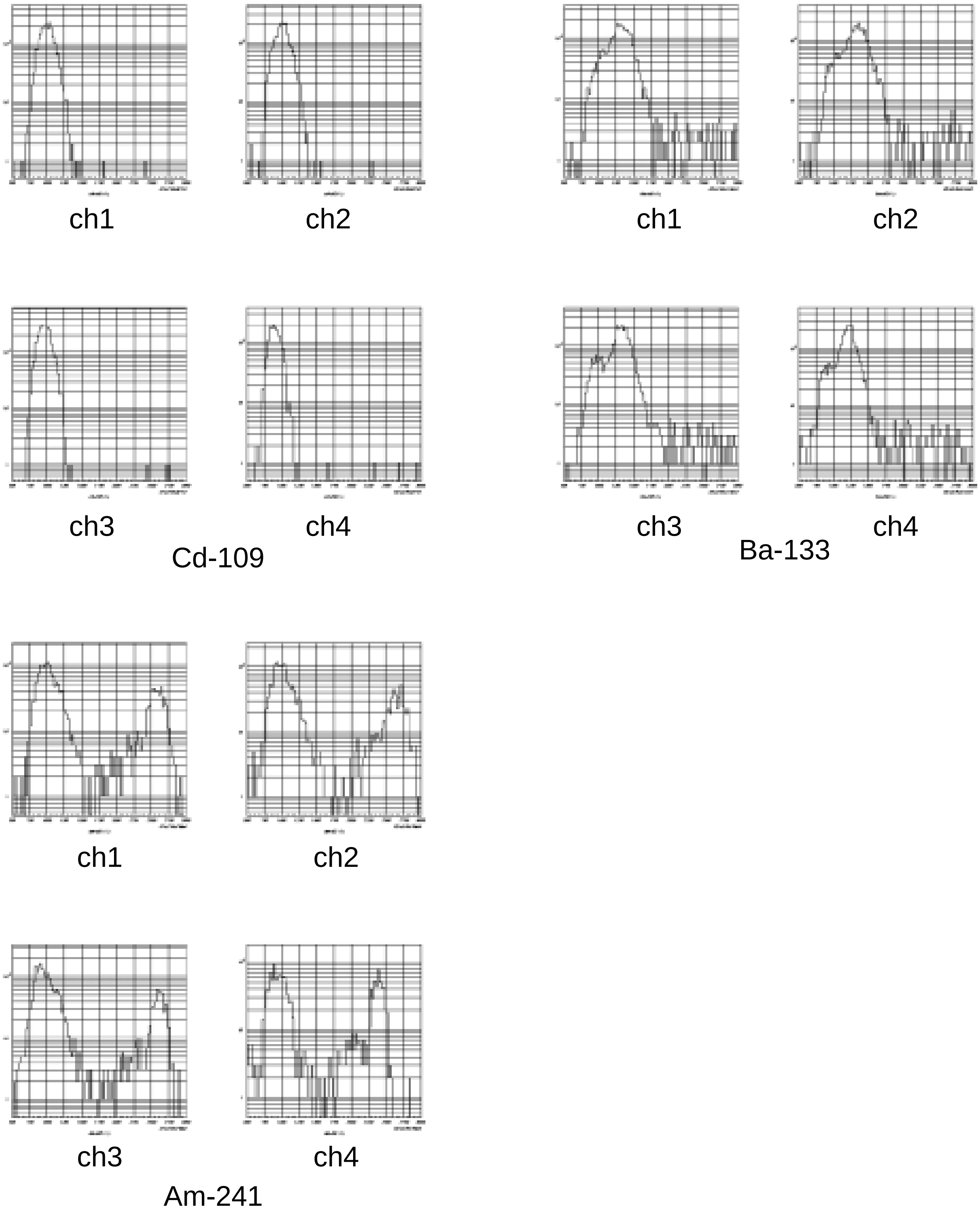


図 4.21: アレイ型 PD の常温でのスペクトル

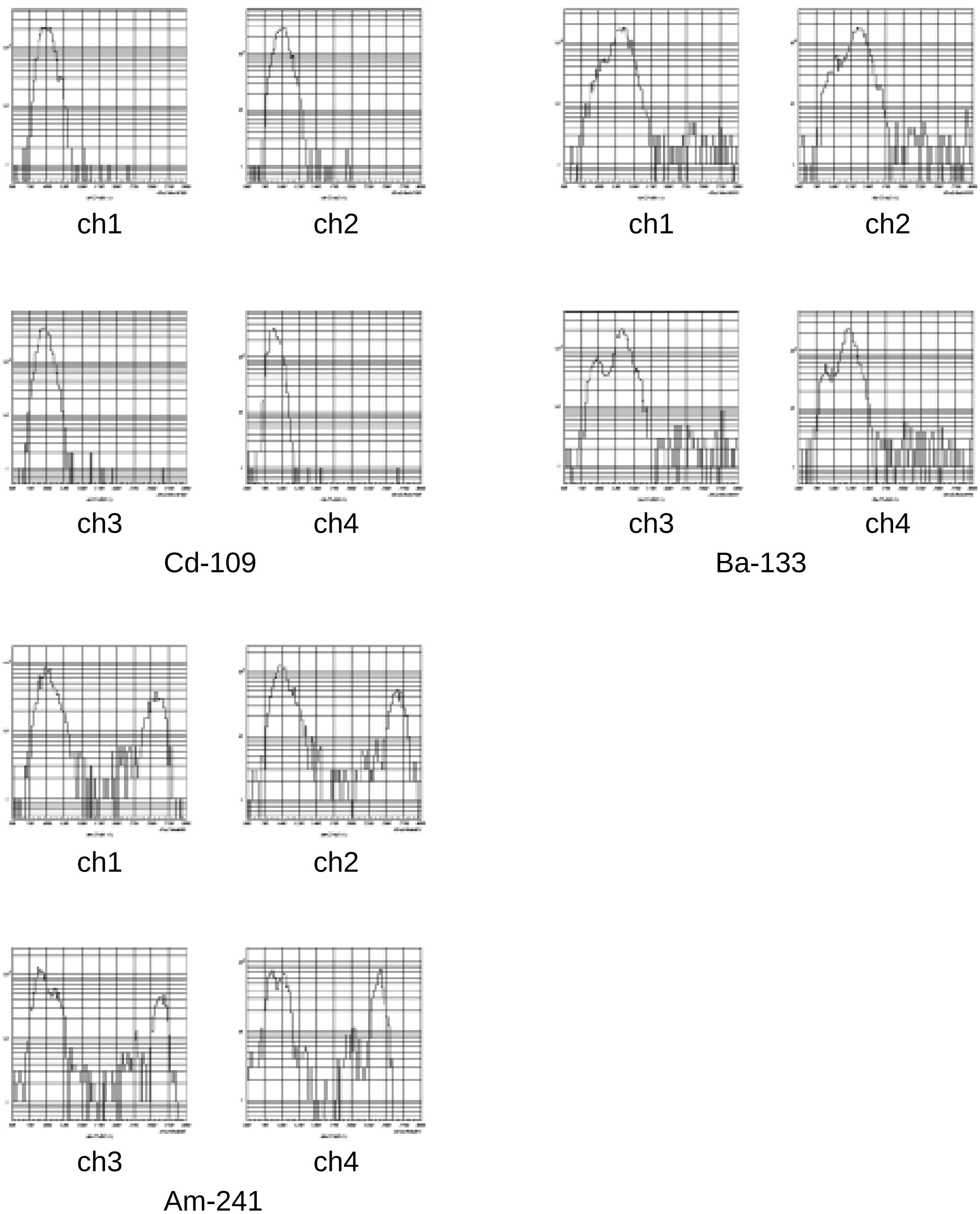


図 4.22: アレイ型 PD の低温でのスペクトル

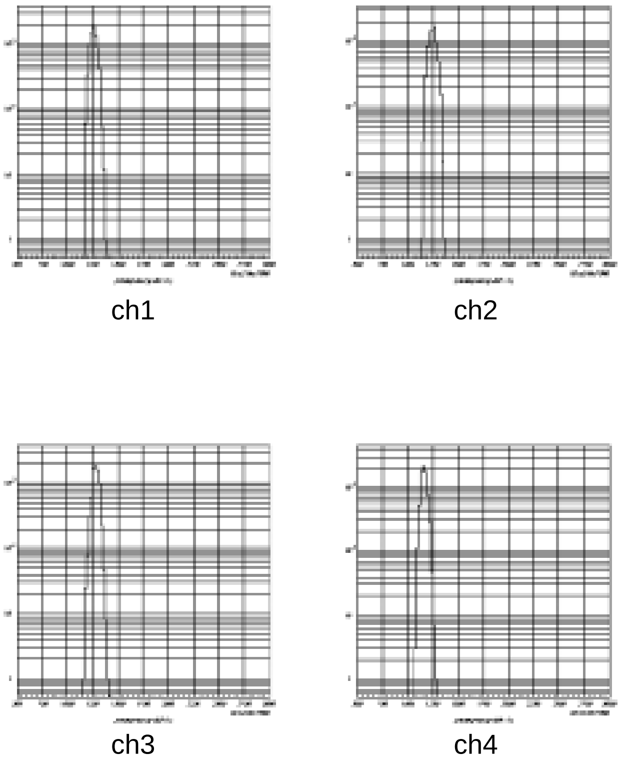


図 4.23: 4ch プリアンプにパルサー信号を入力したときのスペクトル

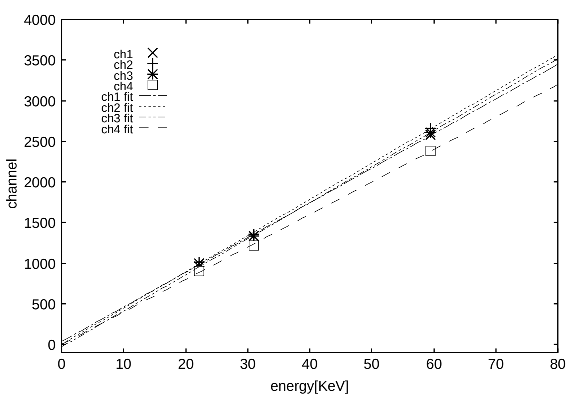


図 4.24: アレイ型 PD の常温でのリニアリティー

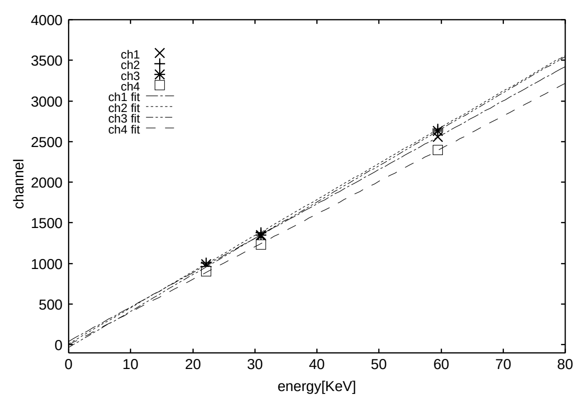


図 4.25: アレイ型 PD の低温でのリニアリティー

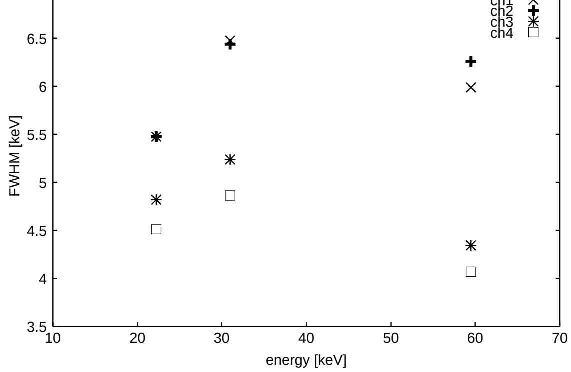


図 4.26: アレイ型 PD の常温でのエネルギー分解能

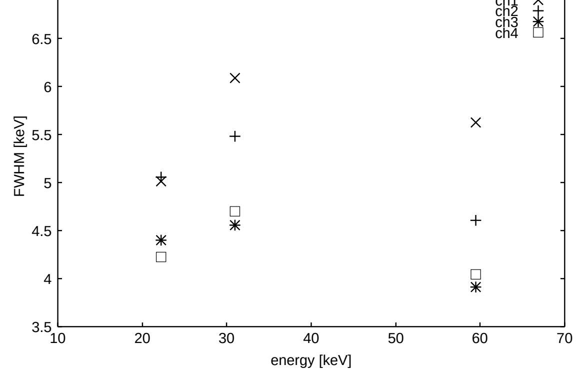


図 4.27: アレイ型 PD の低温でのエネルギー分解能

プリアンプに ^{133}Ba 31keV 相当のパルサー信号を入力した場合の FWHM は、

$ch1 \Rightarrow 1.78\ [keV]$
$ch2 \Rightarrow 1.77\ [keV]$
$ch3 \Rightarrow 1.65\ [keV]$
$ch4 \Rightarrow 1.58\ [keV]$

となり、線源を用いた場合の FWHM よりもかなり良いことが分かる。

半導体検出器のエネルギー分解能は、統計的ゆらぎのものではなく、初段電気回路系のノイズによるものである。初段電気回路系とは半導体から CSA までを指す。一般に雑音は抵抗で発生する熱雑音、キャリアのゆらぎによって発生するショット雑音、及びパワースペクトルが 1/f に比例する特徴を持つ 1/f 雑音の和になる。

アレイ型 PD、CSA 及び Shaping アンプの雑音に対する等価回路を図 4.28 に示す。

I_s:ガンマ線の信号電流
C_{in}:等価入力容量
R_p:等価並列抵抗 (帰還抵抗、高圧負荷抵抗)
I_n:回路全体のリーク電流
R_s:等価直列抵抗 ($\equiv A/g_m$、A：0.5〜0.7 程度の定数、
g_m：初段 FET の相互コンダクタンス)
$V_{1/f}$:雑音による電圧源
$C_{1/f}$:1/f 雑音の大きさを表す比例定数

全電圧のパワースペクトル $\overline{V_{noise}^2}/df$ は、

$$\frac{\overline{V_{noise}^2}}{df} = \frac{4k_BT}{\omega^2 C_{in}^2 R_p} + \frac{2qI_n}{\omega^2 C_{in}^2} + 4k_BTR_s + \frac{C_{1/f}}{f} \quad [V^2/Hz]$$

となる。この式において、第 1 項と第 3 項がそれぞれ R_p R_s I_n $\overline{\Delta E_{RMS}^2}$(Equivalent Noise Charge:ENC) で表せば、

$$\frac{\overline{\Delta E_{rms}^2}}{df} = \frac{4k_BT}{\omega^2 R_p} + \frac{2qI_n}{\omega^2} + 4k_BTR_sC_{in}^2 + \frac{C_{1/f}C_{in}^2}{f} \quad [C^2/Hz]$$

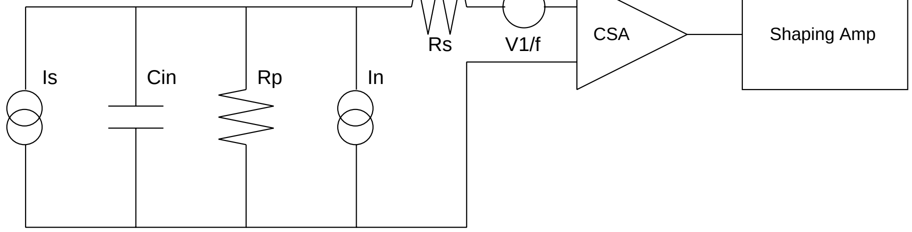


図 4.28: 半導体検出器系の雑音に対する等価回路

となる。この式からわかるように、初段回路の雑音強度は周波数特性を持つのでフィルターをかけて波形整形を行うことにより S/N を最適化することができる。例えば、ガウシアン整形を行った場合、

$$\overline{\Delta E_{rms}^2} = \left(\frac{4k_BT}{R_p} + 2qI_n\right) \cdot A_1\tau_s + 4k_BTR_sC_{in}^2 \cdot \frac{A_2}{\tau_s} + \frac{C_{1/f}C_{in}^2}{f} \cdot A_3 \quad [C^2]$$

となる。ここで A_1、A_2、A_3 は、Shaping アンプのフィルター特性で決まる係数であり、理想的なガウス整形に対しては、$A_1 = 0.6267$、$A_2 = 0.6267$、$A_3 = 0.5$ となる。τ_s は Shaping アンプの時定数である。第 1 項と第 2 項がそれぞれ、τ_s、$\frac{1}{\tau_s}$ の特性を持つため $\overline{\Delta E_{rms}^2}$ を最小にする τ_s が存在する。その最適値を τ_{opt} とすると、

$$\tau_{opt} = \sqrt{\frac{4k_BTR_sC_{in}^2A_2}{(4k_BTR_p^{-1} + 2qI_n) \cdot A_1}}$$

この式の雑音の単位を等価雑音電荷ではなく、T=270K においてエネルギー分解能に換算すると、

第 1 項 $\simeq (3.0 \times 10^{-3} \cdot \frac{1}{R_p} + 0.65 \cdot I_n) \cdot \tau_s \quad [keV^2]$

第 2 項 $\simeq (2.1 \times 10^{-2} \cdot \frac{C_{in}^2}{g_m})/\tau_s \quad [keV^2]$

となる。第 1 項を電流性雑音、第 2 項を容量性雑音と呼ぶ。ここで雑音の原因のわかりにくい第 3 項を用いず近似した。それぞれのパラメータの単位は、$R_p[G\Omega]$、$I_n[nA]$、$\tau_s[\mu sec]$、$C_{in}[pF]$、$g_m[mS]$ である。エネルギー分解能を $\Delta E[keV]$ とすると換算式は、

$$\Delta E^2 = (3.0 \times 10^{-3} \cdot \frac{1}{R_p} + 0.65 \cdot I_n) \cdot \tau_s + (2.1 \times 10^{-2} \cdot \frac{C_{in}^2}{g_m})/\tau_s \quad [keV^2] \quad (*)$$

となる。今回測定では、$R_p = 5[G\Omega]$、$\tau_s = 2[\mu sec]$ である。上式を $g_m[mS]$、$I_n[nA]$ を未知数として 4.3.2 節で求めた FWHM にフィッティングすると、図 4.29 のようになる。

フィッティング精度が悪いのは、測定範囲が狭いためであると考えられる。フィッティング結果は $g_m \sim 13[mS]$、$I_n \sim 0.6[nA]$ 程度になった。I_n は次のように与えられる。

$$I_n = I_{det} + I_{FET} + I_{etc}$$

I_{det}：PD のリーク電流
I_{FET}：初段 FET のゲートリーク電流
I_{etc}：その他、基板などのリーク電流

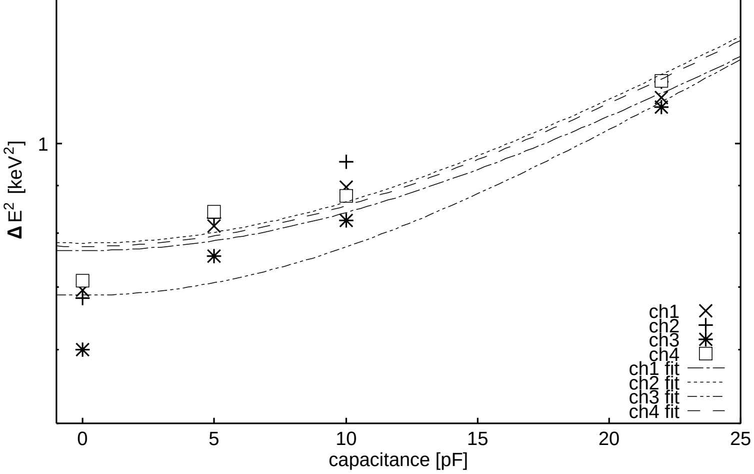


図 4.29: ノイズの理論式のフィッティング

パルサー信号を入力した場合を考えているから、$I_{det} = 0$ である。PD のリーク電流が 4.3.1 節で求めたように $\sim 0.2nA$ 程度であるから、PD 以外のリーク電流も無視できないことが確認できた。

PD に線源を当てて取得した FWHM は、$\sim 5keV$ 程度になっている。そこで、FWHM が 5keV のときの回路全体のリーク電流を (*) 式から求めてみる。相互コンダクタンス g_m は、フィッティング結果の値を用い、等価入力容量 C_{in} は、アレイ型 PD の接合容量 13pF を使用する。その結果、回路全体のリーク電流は $\sim 19nA$ となった。初段 FET の入力容量等を計算に含めると少しは小さくなると考えられるが、実際のエネルギー分解能の悪さを考えると、この程度のリーク電流が存在する可能性は十分ある。PD 自身のリーク電流が 0.2 nA 程度あることを考えると、アレイ型 PD の読み出し方に何らかの不具合があることが予想される。

実際に線源を当てたときとパルサー信号を入力したときのエネルギー分解能をみると、ch3 と ch4 の分解能は ch1 と ch2 の分解能より悪くなっていることが確認できる。ch1、ch2 と ch3、ch4 でピークホールド回路が異なるため、これが原因と考えられた。しかし、同じ信号を 2 つのピークホールド回路に入力した場合に分解能に差はみられなかった。したがって、他に原因があると考えられ、その検証を行う必要がある。

4.4 Compton Imaging

実際に構成した読み出しシステムを使用して、アレイ型 PD でコンプトン散乱したガンマ線を 64chPMT で取得し角分解能を測定する。得られた角分解能と理論的に求めた角分解能を用いてコンプトンカメラとしての性能を評価する。そのセットアップを図 4.30 に示す。測定時間は 119324[s]、カウント数は 11386 回である。

コリメータを通過した後の入射ガンマ線の経路を図 4.31 に示す。実線は実際にアレイ型 PD 及び 64chPMT で位置を検出した経路を示す。コリメータを通過したガンマ線の PD 上の入射位置 O_{det} は、PD の位置分解能 ΔX_{PD} に依存する。また、散乱ガンマ線の GSO 上の入射位置 P_{det} は 64chPMT の位置分解能 ΔX_{PMT} に依存する。ガンマ線の入射方向と直線 $O_{det}P_{det}$ がなす角を $\theta_{det}[rad]$ とする。

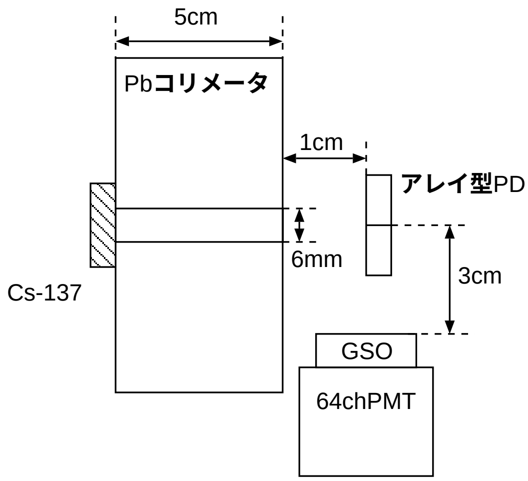


図 4.30: Compton Imaging のセットアップ

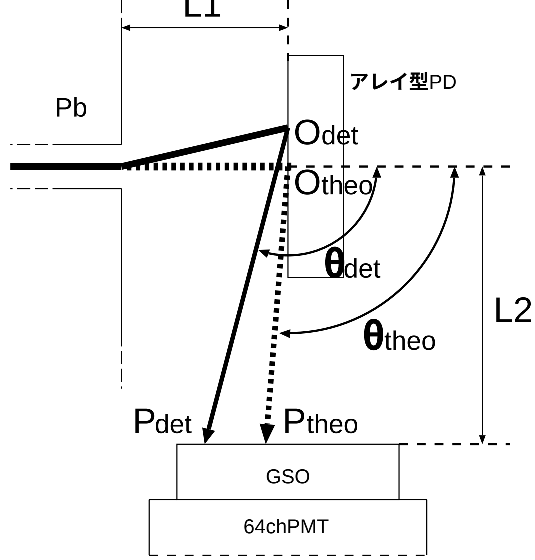


図 4.31: コリメータ通過後のガンマ線の経路

実際に検出した位置から散乱角 θ_{det} を求めるには、以下のような計算を行う。ここで図 4.32 のように座標を用いている。

コリメータ通過後のガンマ線は、コリメート方向にすべて平行であると仮定する。この時 θ_{det} は、

$$\cos\theta_{det} = \frac{\overrightarrow{SO_{det}} \cdot \overrightarrow{O_{det}P_{det}}}{|\overrightarrow{SO_{det}}|\ |\overrightarrow{O_{det}P_{det}}|}$$

となるから、

$$\theta_{det} = \cos^{-1}\left(\frac{Z2}{\sqrt{(X2-X1)^2+(L2+Y1)^2+(Z2)^2}}\right)$$

と変形して θ_{det} を求めた。

また、θ_{det} のゆらぎを $\delta\theta_{det}[rad]$ とすると、

$$\delta\theta_{det} \sim \sqrt{\left(\frac{\Delta X_{PD}}{L_2}\right)^2 + \left(\frac{\Delta X_{PMT}}{L_2}\right)^2}$$

と考えることができる。

点線は理論的な経路を示している。入射ガンマ線のエネルギーを $E_{in}[keV]$ とする。コリメータを通過したガンマ線は直進し、点 O_{theo} でコンプトン散乱する。その散乱角を $\theta_{theo}[rad]$ とし、コンプトン散乱で失ったエネルギーを $E_1[keV]$ とする。散乱ガンマ線は GSO で光電吸収される。その時のエネルギーを $E_2[keV]$ とする。理論的には $E_{in} = E_1 + E_2$ が成り立つ。

実際に PD、PMT で測定したエネルギーからの散乱角 θ_{theo} の計算には、2.4 節で述べたコンプトン散乱の式、

$$\cos\theta_{theo} = 1 + \frac{m_e c^2}{E_1+E_2} - \frac{m_e c^2}{E_2}$$

を用いる。

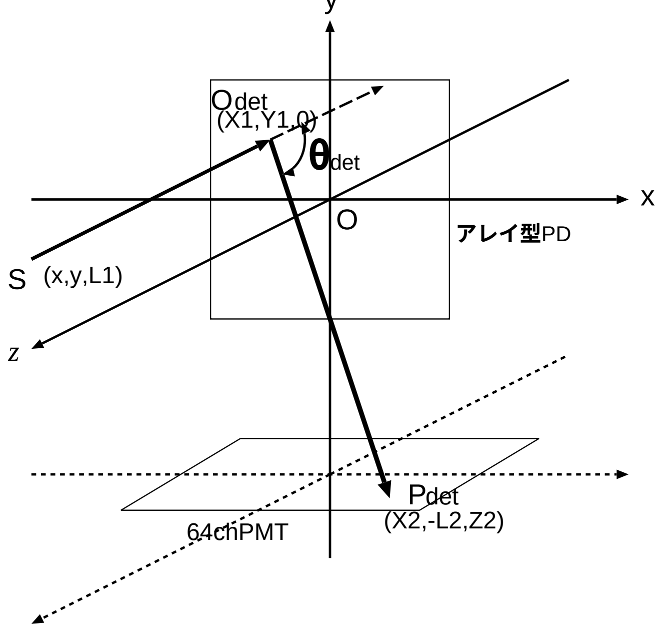


図 4.32: 検出した位置を用いた散乱角の計算

PD、PMT のエネルギー分解能を $\Delta E_1[keV]$、$\Delta E_2[keV]$ とすると、θ_{theo} のゆらぎ $\delta\theta_{theo}[rad]$ は、

$$\delta\theta_{theo} \sim \sqrt{\left(\frac{\Delta E_1}{E_1}\right)^2 + \left(\frac{\Delta E_2}{E_2}\right)^2}$$

と考えることができる。

従って、$\theta_{real} = \theta_{det} - \theta_{theo}\ [rad]$ とすると、完全に測定値にゆらぎが無い場合は $\theta_{det} = \theta_{theo}$ となる。しかし、実際には測定値にはゆらぎが存在し、$\theta_{real} = 0$ まわりに分布する。

θ_{real} の角分解能 $\Delta\theta_{real}[rad]$ は、

$$\Delta\theta_{real} \sim \sqrt{(\delta\theta_{det})^2 + (\delta\theta_{theo})^2}$$

となる。

1 素子の大きさを考えて PD の位置分解能 ΔX_{PD} を $\sim 5mm$ とし、64chPMT の位置分解能 ΔX_{PD} は $\sim 4mm$ と仮定すると、$\delta\theta_{det} \sim 0.21[rad]$ となった。実際に測定を行った結果、入射ガンマ線が PD で失うエネルギーは $\sim 300keV$ であり、PMT で光電吸収される時のエネルギーは $\sim 200keV$ である。理論的には入射ガンマ線のエネルギーを E[keV]、散乱ガンマ線のエネルギーを E'[keV] とすると、コンプトン散乱の式から、

$$E' = \frac{E}{1 + \frac{E}{m_0c^2}(1 - \cos\theta)}$$

となる。ここで m_0c^2 は電子の静止エネルギー (511keV) である。GSO に入射する角度は約 90 °となるから、$E' = 288[keV]$ と計算できる。したがって、PD で失ったエネルギーは $662 - 288 = 374[keV]$ である。測定値が小さくなるのは、9 0 °散乱以外のイベントを含んでいるためである。

PD は 60keV までの FWHM までしか求めていない。したがって、PD のエネルギー分解能 ΔE_1 は $\sim 5keV$ と仮定する。PMT は分解能が悪くスペクトルに Gaussian フィッティングができなかったため、PMT のエネルギー分解能 ΔE_2 はスペクトルから予想し

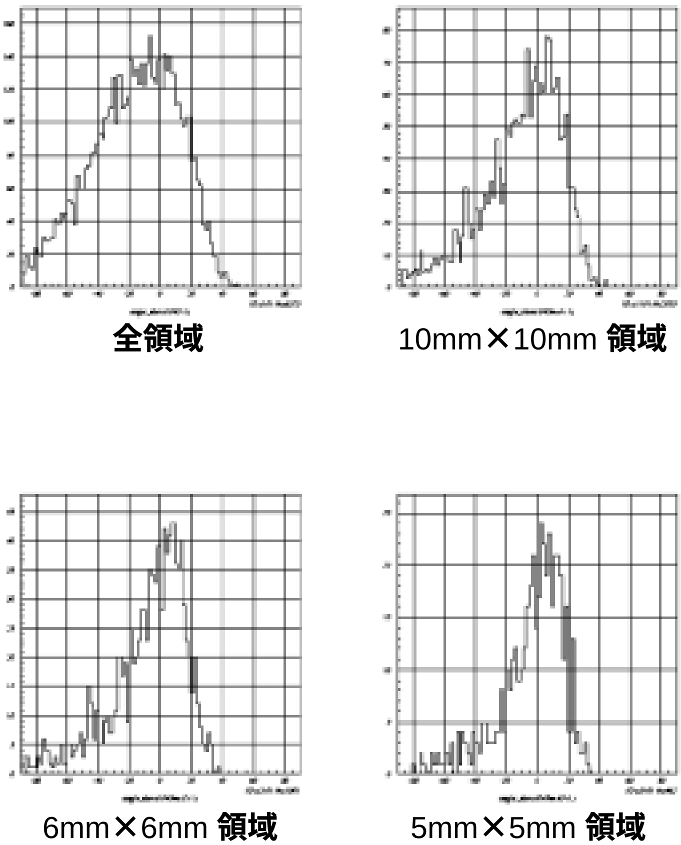


図 4.33: Compton imaging による角分解能の測定

て $\sim 50keV$ と仮定する。その条件のもとで $\delta\theta_{theo}$ を求めると $\sim 0.25[rad]$ となった。したがって、$\Delta\theta_{real} \sim 0.33[rad] = 18\,^{\circ}$ となる。

64chPMT のエネルギー分解能は、シンチレーション光を光電面の中心付近で検出した方が良くなることが経験上分かっている。したがって、光電面の中心付近で生じたイベントを抜き出すことで角分解能を向上させることができる。図 4.33 に測定した θ_{real} の分布、及び光電面の中心付近の領域でイベントを抜き出した場合の θ_{real} の分布を示す。

このスペクトルに Gaussian フィッティングをして角分解能を求めると、

$$\begin{array}{rcl} \text{全領域} & \Rightarrow & 67.3\,^{\circ} \\ 10mm \times 10mm\ \text{領域} & \Rightarrow & 42.8\,^{\circ} \\ 6mm \times 6mm\ \text{領域} & \Rightarrow & 34.4\,^{\circ} \\ 5mm \times 5mm\ \text{領域} & \Rightarrow & 29.1\,^{\circ} \end{array}$$

となり、GSO 中心部のエネルギー分解能のよい部分だけを選ぶと、理想的な値よりも少し悪い。これは今後の課題とする。

第5章　まとめと課題

今回、アレイ型PDと位置検出型PMTの信号をLabVIEWを用いて同時に読み出すシステムを作成することができた。しかし、それぞれの検出器のノイズレベルが高く、エネルギー分解能が期待されるものに比べかなり悪い。エネルギー分解能が悪いと位置分解能も悪くなり、コンプトンカメラとしての性能を発揮することができない。

今後の課題としては、ノイズをできるだけ小さくすることである。位置検出型PMTのエネルギー分解能は、主に光電子のポアソンゆらぎと場所による増幅率のゆらぎが影響している。したがって大幅な分解能の向上は不可能であるが、回路系のノイズを減少させることで若干の改善が期待できる。そのため、64chPMTとプリアンプの性能評価を行うことで改善の可能性を調査する必要がある。本研究で構成するコンプトンカメラはMeV領域の観測を目指しているため、位置検出型PMT のエネルギー分解能は $\frac{\Delta E}{E} \sim 10\%$ 程度は可能であり、その場合数度の角分解能を達成できる。

アレイ型PDのエネルギー分解能は、主に回路系ノイズに影響する。今回の測定で得られた分解能はPDの性能を考えると明らかに悪く、分解能を低下させるノイズを持つ回路が存在していると考えられる。線源を当てた場合の分解能は、プリアンプにパルサー信号を入力した場合の分解能に比べかなり悪い。線源を使用した場合、ある程度のゆらぎが存在するが、この分解能の差は回路系によるものであると考えるのが妥当である。したがって、再度PD及びPDの読み出し回路の動作確認を行う必要がある。また、パルサー信号を入力した場合のエネルギー分解能もパルサー信号が一定であることを考えると悪い。したがってPD以降の回路系(プリアンプ、Shapingアンプ、ピークホールド回路等)についても見直す必要がある。また、回路に電圧を印加するための高圧電源や交流電源等にもノイズが存在している。アースが一致していなけばその電位差がノイズ源となる可能性もある。したがって、そういった読み出し系以外のノイズが最小になるように最適化する必要もある。

最後に、実際に構成したシステムを用いてCompton Imagingを行った。その結果、イメージングができることを確認した。さらに、現在のノイズ特性が予想される角分解能を得て、システムが正常に動作していることを確認した。

謝辞

本研究を行うにあたり、御指導頂きました大杉節教授、深沢助教授に深くお礼申し上げます。また、M1、M2 の先輩方にも論文作成にあたり有益な助言等頂くことができ、より良いものを執筆することができました。特に富永慎弥さんには懇切丁寧な御指導を頂くことができ、本研究に対する理解を深めることができました。心より感謝いたします。

参考文献

- 「64ch 光電子増倍管 (PMT) を用いたガンマ線検出器の開発」: 富永慎弥、広島大学卒業論文 (2002)
- 「GSO、BGO を用いた小型の位置検出型宇宙 γ 線用シンチレーション検出器の開発」: 川本和弘、広島大学修士論文 (2003)
- 「高阻止能結晶シンチレータとフォトダイオードを用いたガンマ線検出器の開発」: 中本達也、広島大学卒業論文 (2002)
- 「物理学辞典」: 物理学辞典編集委員会
- 「光・電子集積回路の物理」: 松枝秀明 裳華房 (1989)
- 「雑音処理」: 平山宏之、森村正直 計測自動制御学会 (1988)
- 「LabVIEW ユーザマニュアル」: NATIONAL INSTRUMENTS(1999)
- 「データ集録ベーシックマニュアル」: NATIONAL INSTRUMENTS(1999)
- 「DAQ 6024E/6071E User Manual」: NATIONAL INSTRUMENTS(2000)
- 「SPL PD typeA,B 仕様書」: 浜松ホトニクス株式会社
- 「5005H 型 4CH 低雑音前置増幅器 取扱説明書」: クリアパルス株式会社